

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation
tiedekunta

Timo Ahtiainen

SERVOKÄYTÖN NOPEUSSÄÄDÖN AUTOMAATTINEN VIRITYS

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-
insinöörin tutkintoa varten Espoossa 10.7.2009

Työn valvoja:

prof. Jorma Luomi

Työn ohjaaja:

DI Mikko Lammi

Tekijä:	Timo Ahtiainen		
Työn nimi:	Servokäytön nopeussäädön automaattinen viritys		
Päivämäärä	10.7.2009	Sivumäärä:	77
Tiedekunta:	Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta		
Professuuri:	S-81 Sähkökäytöt		
Työn valvoja:	prof. Jorma Luomi		
Työn ohjaaja:	DI Mikko Lammi / ABB Drives		
<p>Tässä työssä tutkitaan servokäytön nopeussäädön automaattista viritystä. Työn tavoitteena on löytää menetelmä, jonka avulla servokäytön nopeussäätäjää voidaan virittää ilman, että käyttäjältä edellytetään säätötekniistä asiantuntemusta. Menetelmän tulee lisäksi olla laskennallisesti kevyt, jotta sitä voidaan soveltaa osana kaupallisen taajuusmuuttajan ohjelmistoa. Työn teoriaosuudessa käsitellään sähköisen servokäytön ominaisuuksia ja nopeussäädön suhdetta taajuusmuuttajan kaskadisäätöön perustuvaan säätöjärjestelmään. Kirjallisuustutkimuksessa käydään läpi nopeussäädössä käytettyjä säätötekniisiä ratkaisuja ja erilaisten säätöjärjestelmien virittämiseen sopivia menetelmiä. Työssä kehitetään reletakaisinkytkentään perustuva nopeussäädön identifiointiajo, jonka avulla voidaan tehdä säädettävää prosessia kuvaava ensimmäisen kertaluvun prosessimalli ja muodostaa estimaatit järjestelmän kriittiselle vahvistukselle ja jaksonajalle. Estimoidun prosessimallin perusteella suoritetaan PI-säätimen viritys Ziegler-Nicholsin kokeellisten virityskaavojen avulla ja mallipohjaisella IMC-säätösuunnittelulla. Työssä kehitetään myös menetelmä nopeussäädön trajektoriseurantaa parantavan kiihtyvyyden kompensoinin automaattiselle viritykselle. Nopeussäädön automaattisen virituksen toimintaa tutkitaan simulointien ja kahdella eri kestopagneettitahtikoneella tehtävien mittausten avulla. PI-säätimen viritus reletakaisinkytkennän ja Ziegler-Nicholsin kokeellisten virityskaavojen avulla tuottaa hyvän säädetyn järjestelmän suorituskyvyn simuloinneissa ja molemmilla servomootoreilla tehdyillä mittauksilla. IMC-säätösuunnittelu ei tuota hyvää säädetyn järjestelmän suorituskykyä työssä käytetyllä testilaitteistolla. Työssä kehitetty kiihtyvyyden kompensoinnin automaattinen viritys toimi hyvin toisella mittauslaitteistolla, mutta menetelmä edellyttää vielä jatkotutkimuksia, jotta sitä voitaisiin käyttää yleisesti erilaisten servokäytöjen nopeussäädön virittämisessä.</p>			
Avainsanat:	servokäyttö, nopeussäätö, PI-säädin, automaattinen viritys, reletakaisinkytkentä		

Author:	Timo Ahtiainen		
Name of the thesis:	Auto-tuning of speed controller of servo drive		
Date	10 July 2009	Number of pages:	77
Faculty:	Faculty of Electronics, Communica- tions and Automation		
Professorship:	S-81 Electric drives		
Supervisor:	Professor Jorma Luomi		
Instructor:	M.Sc.(Tech.) Mikko Lammi / ABB Drives		
<p>This thesis deals with auto-tuning of the speed controller of servo drive. The goal is to find out a method that does not require expertise in control engineering. The method should be computationally efficient so that it can be implemented in the firmware of a commercial frequency converter. The theoretical part of the thesis covers the characteristics of typical servo drives, the role of the speed controller in cascade control schemes and different controller types used in speed control. An identification run based on relay feedback is developed for the speed control. The identification run results in a first-order model of the process driven by the speed controller and also gives the estimates of the ultimate gain and cycle time. The PI regulator is then designed using Ziegler-Nichols' tuning formulas or Internal Model Control (IMC) method. The accuracy of reference tracking is improved by acceleration compensation, which is also tuned automatically by means of a method developed in this thesis. The validity of automatic tuning is investigated using various simulations and experiments. Measurements on two servo motors show that the relay feedback and Ziegler-Nichols' tuning formulas give a successful result. The IMC method does not work well in the tested servo drives. The tuning method for the acceleration compensation worked well in one of the servo drives, but it had major difficulties with the other drive. Thus it requires some further development.</p>			
Key words:	servo drive, speed controller, PI-controller, auto-tune, relay feed- back		

Alkulause

Tämä diplomityö on tehty ABB Oy Drivesin Product AC -tulosityksikön tuotekehitysosastolla Helsingissä.

Työn valvojana toimi professori Jorma Luomi, jota haluan kiittää asiantuntevista kommenteista ja hänen osoittamastaan mielenkiinnosta työtäni kohtaan. Työn ohjaajalle DI Mikko Lammille kuuluu kiitos erittäin mielenkiintoisesta työn aiheesta ja hänen antamistaan ideoista ja lukuisista neuvoista. Moottorisäätötiimin vetäjää DI Matti Mustosta kiitän simulointimallin kehittämiseen johtaneista ideoista ja DI Tero Nousiaista erinomaisen työskentely-ympäristön järjestämisestä.

Erityiskiitos kuuluu sisaruksilleni työn oikolukemisesta ja vanhemmilleni kaikesta siitä tuesta ja kannustuksesta, jota olen saanut tämän työn aikana. Lopuksi haluan kiittää avovaimoani Siniä henkisestä tuesta ja siitä, että hän jaksoi vaikeinakin aikoina uskoa työn valmistumiseen jopa minua enemmän.

Espoossa 10.7.2009

Timo Ahtiainen

Sisällysluettelo

Alkulause	4
Sisällysluettelo	5
Työssä käytetyt symbolit ja merkinnät	6
1 Johdanto	10
2 Nopeussäädetty servokäyttö	12
2.1 Taajuusmuuttaja	13
2.2 Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö (DTC)	15
2.3 DTC:n korvaaminen yksinkertaisella simulointimallilla	17
2.4 Mekaaninen järjestelmä	18
3 Säätorakenteet	20
3.1 Takaisinkytketty säädin	21
3.2 Kahden vapausasteen säädin	22
3.3 Pysyvän tilan poikkeama	23
3.4 Myötäkytketty säädin	24
3.5 PID-säädin	25
3.6 PID-säätimen parantaminen	26
3.7 Tilasäätö	31
4 Säättöjärjestelmän viritys	36
4.1 Ziegler-Nicholsin askelvaste- ja värähtelyrajamenetelmät	36
4.2 Reletakaisinkytkentä	38
4.3 Internal Model Control	41
4.4 Adaptiivinen säätö	43
5 Automaattisen virityksen suunnittelu	45
5.1 Servokäytön simulointimalli	46
5.2 Identifioinnin koesuunnittelu	48
5.3 Kiihtyvyyden kompensoinnin virittäminen	50
6 Simuloinnit ja mittaukset	52
6.1 PI-säätimen viritys reletakaisinkytkennän avulla: simuloinnit	54
6.2 PI-säätimen viritys reletakaisinkytkennän avulla: mittaukset	58
6.3 Kiihtyvyyden kompensoinnin viritys: mittaukset	67
7 Yhteenveto ja johtopäätökset	70
8 Lähteet	73
LIITE A: Mittauksissa käytetty sovellusohjelma	76

Työssä käytetyt symbolit ja merkinnät

Symbolit

a	Ziegler-Nicholsin viritysmenetelmän malliparametri, prosessin lähtösuureen amplitudi reletakaisinkytkennässä
a, b, c	vaihesuureet
e	erosuure
d	releen amplitudi
F	säädin
\mathbf{F}	systeemimatriisi
G	prosessi
\mathbf{G}	ohjausmatriisi
h	näyteväli
\mathbf{H}	havaitsemismatriisi
j	imaginaariyksikkö
J	moottorin akselille redusoitu kokonaishitausmomentti
J_r	optimisäädön kustannusfunktio
K	prosessin staattinen vahvistus
K_p	PID-säätimen suhdesäätötermi
K_u	kriittinen vahvistus
L	induktanssi, kuollut aika
n	satunnaisotoksen koko, pyörimisnopeus
p	napapariiluku
r	referenssi, säätimen ohjearvo
s	Laplace-muuttuja
S	herkkyysfunktio
S_u	tuloherkkyysfunktio
t	aika
t_k	tarkasteltava diskreetti ajanhetki
T	vääntömomentti, komplementaarinen herkkyysfunktio

T_e	moottorin sähkömekaaninen vääntömomentti
T_i	PID-säätimen integrointiaika
T_d	PID-säätimen derivointiaika
T_l	kuormamomentti
T_u	kriittinen jaksonaika
\mathbf{x}	tilavektori
\mathbf{X}	Riccatin yhtälön ratkaisu
u	ohjaussuure, jännite sijaiskytkennässä
\mathbf{u}	ohjausvektori
U_{dc}	taajuusmuuttajan välipiirin tasajännite
w	prosessikohina
v	mittauskohina
v_u	ohjaukseen summautuva häiriö
y	lähtösuure

Kreikkalaiset

α	staattorikoordinaatiston reaaliakseli, halutun kaistanleveyden suhde kriittiseen kaistanleveyteen IMC-suunnittelussa
β	staattorikoordinaatiston imaginaariakseli
ε	hystereesi
θ	kompleksitason sektori
σ	hajakerroin
τ	aikavakio
φ	käämivuovektorin kulma
ω	mekaaninen kulmanopeus
ω_m	sähköinen kulmanopeus

Yläindeksit

T	transpoosi
---	------------

Alaindeksit

<i>act</i>	oloarvo
<i>c</i>	suljettu silmukka
<i>d, q</i>	tahtikoordinaatiston akselit
<i>est</i>	estimoitu arvo
<i>filt</i>	suodatettu arvo
<i>n</i>	nimellinen
<i>s</i>	staattori
<i>r</i>	roottori
<i>ref</i>	referenssi, ohjearvo

Lyhenteet

ABB	Asea Brown Boveri Ltd.
DOF	degree of freedom, vapausaste
DTC	direct torque control, suora käämivuon ja vääntömomentin säätö
FOTD	first-order system with time delay, viiveellinen ensimmäisen kertaluvun järjestelmä
IAE	integral of absolute error, säädön suorituskykykriteeri
ISE	integral of squared error, säädön suorituskykykriteeri
LQ	linear quadratic, lineaarinen neliöllinen kriteeri
LQG	linear quadratic gaussian, lineaarinen neliöllinen kriteeri, kun prosessiin summautuu gaussisesti jakautunut mittauskohina
MIMO	multiple input multiple output, monen tulo- ja lähtömuuttujan järjestelmä
MRAS	model reference adaptive system, adaptiivinen referenssimallisäätö
PDF	pseudo-derivative feedback, PDF-säädin
PDFF	pseudo-derivative feedback with feedforward gain, PDFF-säädin
PID	proportional integral derivative, PID-säädin

PMSM	permanent magnet synchronous motor, kestmagnetoitu tahtikone
QFT	quantitative feedback theory, robustin säätösuunnittelun menetelmä
SISO	single input single output, yhden tulo- ja lähtömuuttujan järjestelmä

1 Johdanto

Tarkkuutta vaativaan liikkeenohjaukseen valitaan usein sähköinen servokäyttö, joka koostuu työkoneeseen kytketystä vaihtovirtamoottorista ja sitä syöttävästä suuntaajasta. Moottorin pyörimisnopeutta säättäväksi suuntaajaksi valitaan nykyään yhä useammin jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja ja vaihtovirtamoottoreista käytetyimmät moottorityypit ovat oikosulkumoottorit ja kestopagnetoidut tahtikoneet (PMSM), joiden etuina on hyvä dynamiikka sekä etenkin jälkimmäisen konetyypin korkea hyötysuhde.

Moottorin pyörimisnopeuden säätö on tyypillisesti toteutettu PID-säätöalgoritmin avulla, ja säädetyn järjestelmän toiminta riippuu voimakkaasti sekä prosessin dynamiikasta että säätimen virityksestä. Usein säädin täytyy virittää sovelluskohtaisesti, mikä voi olla kallista ja aikaa vievää. Toisinaan joudutaan turvautumaan erilaisiin kokeellisiin viritysmenetelmiin, jos prosessin dynamiikkaa ei tunneta tarpeeksi hyvin. Kokeellisesti saatava PID-säätimen viritys ei ole välttämättä hyvä tarkasteltavan toimintapisteen ulkopuolella. Lisäksi kokeissa käytettävät herätteet voivat olla liian suuria prosessin mekaniikan kestävyydelle tai niiden suorittaminen on muuten mahdotonta prosessin luonteen takia.

Tässä työssä on tavoitteena suunnitella automaattinen viritysalgoritmi, jonka avulla servokäytön nopeussäätäjä voidaan virittää siten, että käyttäjältä ei edellytetä erityistä säätötekniistä asiantuntemusta. Viritysalgoritmin tulisi olla laskennallisesti riittävän kevyt, jotta sen sisällyttäminen nykyaikaisen taajuusmuuttajan ohjelmistoon olisi teknisesti mahdollista. Lisäksi prosessin identifioinnissa tehtävien kokeiden tulisi häiritä normaalia käyttöä mahdollisimman vähän.

Luvussa 2 käsitellään vaihtovirtamoottorista ja taajuusmuuttajasta koostuvan nopeussäädetyn servokäytön rakennetta. Luvussa käsitellään nopeussäädön suhdetta taajuusmuuttajaan, jossa käytetään suoraa käämivuon ja vääntömomentin säätöä (DTC). Lisäksi esitellään servokäytön mekaniikan yhtälöt yhden massan järjestelmälle.

Luvussa 3 tarkastellaan yleisesti käytettyjä säätörakenteita: yhden ja kahden vapausasteen säätimien lisäksi esitellään tilasäätöön perustuva säätökonfiguraatio ja yleisimmät PID-säätöalgoritmiin tehtävät parannukset.

Luvussa 4 luodaan katsaus takaisinkytketyn säätimen kokeellisiin ja mallipohjaisiin viritysmenetelmiin. Tämän lisäksi luvussa käsitellään myös adaptiivisen säädön menetelmiä kuten vahvistustaulukointia ja referenssimallisäätöä.

Työn kannalta oleellisia asioita käsitellään luvuissa 5 ja 6, joissa valitaan kirjallisuustutkimuksen pohjalta mielenkiintoisimmat viritysmenetelmät tarkempaan tutkimukseen. Nopeussäädölle ja säädettävälle prosessille rakennetaan simulointimallit, joiden avulla säädetyn järjestelmän suorituskykyä voidaan arvioida. Simulointien lisäksi suoritetaan kokeelliset mittaukset eräällä kaupallisella taajuusmuuttajalla.

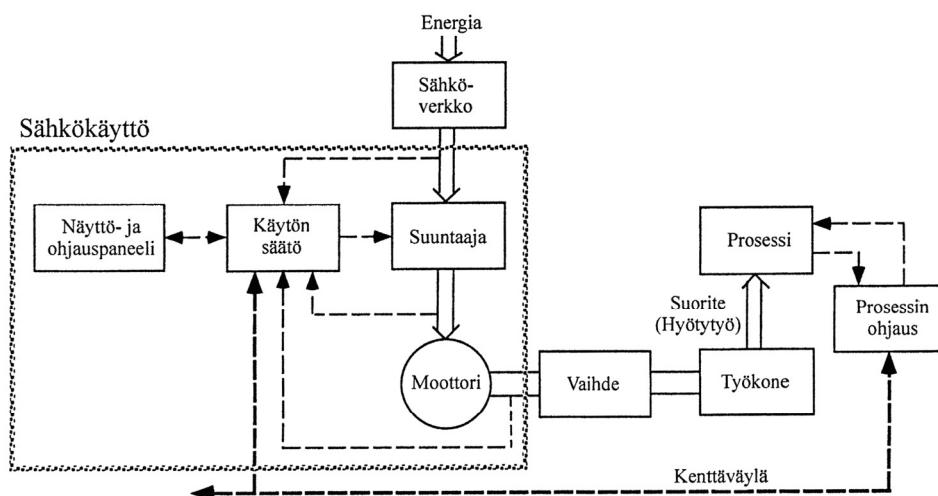
Luvussa 7 on yhteenveto, jossa esitellään tutkimuksessa saatujen tulosten johtopäätökset ja pohditaan käsiteltyjen menetelmien soveltuvuutta osaksi sulautettua järjestelmää. Luvussa luodaan myös perusta jatkotutkimukselle asetettaville tavoitteille.

2 Nopeussäädetty servokäyttö

Servokäytöllä tarkoitetaan yleensä sellaiseen liikkeenohjaukseen sopivaa järjestelmää, jossa säädettävän suuren halutaan seuraavan mahdollisimman tarkasti asetusarvoaan. Säädettävänä suurena voi olla kappaleen paikka, nopeus tai kiihtyvyys. Servokäyttö voidaan toteuttaa sähköisenä, hydraulisena tai pneumaattisena. Valittavaan toteutustapaan vaikuttaa säädöltä vaadittava tarkkuus, toimilaitteen hyötysuhde ja servojärjestelmän hinta. Sähköisesti toteutetun servokäytön etuina ovat hinta, säädetyt järjestelmän dynamiikka, muita toteutustapoja selvästi parempi hyötysuhde sekä soveltuvuus suuriin nopeuksiin. Käytännössä tarkka paikoitus vaatii aina paikan mittauksen, johon päästään käyttämällä nopeustakaisinkytkennällä varustettua vaihtovirtamootoria (Puranen 2006).

Perinteiset servokäytöt koostuvat tasavirtamootoreista ja niitä syöttävistä servovahvistimista. Taajuusmuuttajien suorituskyvyn kehittyessä on vaihtovirtamootorin kiinnostavuus lisääntynyt myös servokäytöissä. Vaihtovirtamootoreiden etuina tasavirtakoneisiin nähden on suurempi tehotehous ja vähäisempi huollon tarve. Hiiliharjojen puuttumisen takia näillä moottoreilla voidaan myös päästä tasavirtakonetta suurempiin pyörimisnopeuksiin. Suoraan käämivuon ja vääntömomentin ohjaukseen perustuvat taajuusmuuttajat ovat nykyään jo varsin kilpailukykyisiä servovahvistimiin verrattuna (Puranen 2006).

Kuvassa 2.1 on esitetty sähkökäyttö osana sitä ympäröivää järjestelmää. Kuvan säätösuureet ja mittaukset on piirretty ohuilla ja energian virtaus paksuilla nuolilla. Servokäytöissä työkonen tehtävänä voi olla esimerkiksi muuttaa sähkömoottorin pyörimisliike lineaariseksi liikkeeksi.



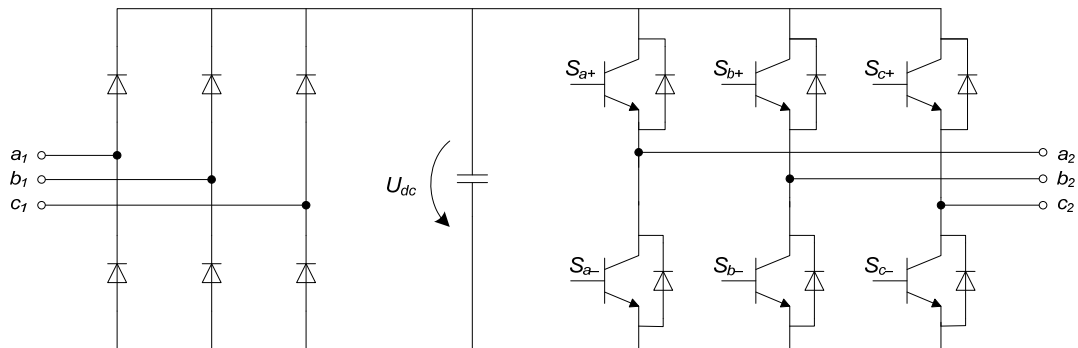
Kuva 2.1 Sähkökäyttö suuremman järjestelmän osana (Luomi 2008)

Toisin kuin hydraulisilla ja pneumaattisilla servokäyttöillä voidaan sähkökäytön avulla muuttaa energian kulkusuunta myös työkonesta sähköverkkoon päin jarrutuksen yhteydessä. Prosessin ohjaus voi saada säätöön tarvittavat mittaukset – kuten paikka- ja nopeustiedot – myös suoraan sähkökäytöltä, mikäli suuntaajaksi on valittu nykyaikainen kenttävälillä varustettu taajuusmuuttaja.

2.1 Taajuusmuuttaja

Vaihtovirtamoottorin pyörimisnopeuden säätö toteutetaan yleensä taajuusmuuttajan avulla. Pyörimisnopeutta voidaan muuttaa portaattomasti säätämällä vaihtovirtamoottorin syöttöjännitettä ja -taajuutta. Nykyaikaiset taajuusmuuttajat sisältävät usein myös kenttäväyläsovittimet, joiden avulla sähkökäyttö voidaan helposti yhdistää prosessin ohjaukseen. Taajuusmuuttaja koostuu tehoelektronikan komponenttien avulla toteutetusta tehoasteesta ja digitaalisella signaaliprosessorilla varustetusta ohjausyksiköstä. Taajuusmuuttaja voidaan toteuttaa jännitevälipiirillisen taajuusmuuttajan lisäksi myös virtavälipiirillisenä tai suorana taajuusmuuttajana. Jännitevälipiirilliset taajuusmuuttajat ovat pienjännitteisistä muuttajista yleisimpiä, sillä ne sopivat monien moottorityyppien ohjaukseen laajalla nopeusalueella.

Kuvassa 2.2 on esitetty jännitevälipiirillisen taajuusmuuttajan tehoaste. Sähköverkon jännite tasasuunnataan diodi- tai tyristorisillan avulla kondensaattoreista koostuvaan välipiiriin. Vaihtosuuntaus voidaan toteuttaa pulssinleveysmoduloinnin avulla, jolloin moottorin vaihevirratt muodostetaan katkomalla välipiirin tasajännitettä tehpuolijohdekomponenttien avulla. Ohjaussignaalien ($S_{a+} - S_{c-}$) avulla voidaan saada halutut tehpuolijohdekomponentit johtamaan tilaan ja siten vaihtovirtamoottorin eri vaiheisiin voidaan kytkeä välipiirin potentiaalit U_{dc+} tai U_{dc-} .



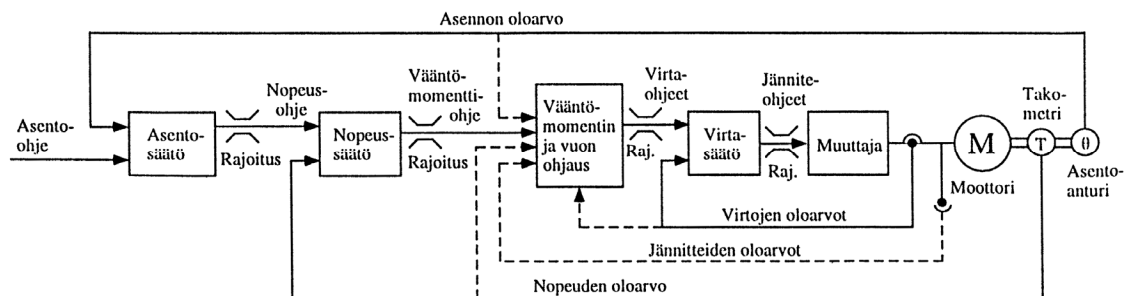
Kuva 2.2 Taajuusmuuttajan pääpiirikaavio

Servokäyttöiltä vaaditaan nopeaa vääntömomentin vastetta, mikä asettaa alarajan tehopuolijohteissa käytettävälle kytkentätaajuudelle. Korkea kytkentätaajuus mahdollistaa puh-
taamman moottorin vaihevirran muodostamisen, mutta samalla kytkennästä aiheutuvat
tehohäviöt kasvavat (Kyyrä 2008).

Taajuusmuuttajan säädöt ja ohjaukset

Sähkökäytön asentosaatto toteutetaan usein ns. kaskadisäätönä (Puranen 2006). Tällöin säätö koostuu kuvan 2.3 mukaisesti useista säätösilmuista, joissa jokaisen säätäjän lähtösuure toimii aina seuraavan säätäjän ohjearvona. Säädetyt järjestelmän stabiilius edellyttää sisemmiltä säätösilmuilta suurempaa kaistanleveyttä kuin uloimmaisilta. Kaskadisäätö helpottaa säätösuunnittelua, sillä yksittäisten säätimien toiminnan testaaminen helpottuu ja lisäksi peräkkäisten säätimien käyttö mahdollistaa ohjausten rajoittamisen tai muokkaamisen. Esimerkiksi asentosaattajan antamaa nopeusohjetta voidaan pyöristää asentosaattajan lähdössä, jotta suurinta sallittua kiihtyvyyttä ei ylitetä. Nopeussäätäjän kannalta oleellimmat rajapinnat ovat asento- ja vääntömomentinsäätö (Niiranen 1999).

Käytännössä kaskadisäädön peräkkäiset säätösilmut sisältävät aina rajallisesta kaistanleveydestä johtuvaa säädön hitautta ja digitaalisesta toteutuksesta aiheutuvaa kuollutta aikaa, minkä takia kaskadisäädön nopeus voi olla yhdestä säätimestä koostuvaa säätörakennetta hitaampi. Saarakkala (2008) on käsitellyt servokäytön paikoituksen toteuttamista pelkän paikkasäätäjän ja momenttisäädön muodostamalla kaskadisäädöllä.



Kuva 2.3 Sähkökäytön kaskadisäätö (Niiranen 1999)

Moottorin ohjausmenetelmät

Moottorin vääntömomenttia ja käännavuota ohjataan muodostamalla näitä suureita vastaavat moottorin vaihevirrat. Yksinkertaisin vaihtovirtamoottorin ohjaustapa on skalaari- eli U/f-ohjaus, jossa taajuusmuuttajan lähtöjännitteen ja -taajuuden suhde pidetään vakiona

kentänheikennyspisteen alapuolella. Moottorin pyörimisnopeutta säädetään lähtötaajuutta muuttamalla, jolloin oikosulkumoottorin nopeus asettuu sähkömekaanisen vääntömomentin ja kuormamomentin määräämään arvoon. Skalaariohjaus perustuu moottorin pysyvän tilan sijaiskytkentään, joten säädön dynamiikka ja tarkkuus ovat huonoja. Jos skalaariohjattu sähkökäyttö on varustettu nopeuden oloarvon takaisinkytkennällä, kyseessä on skalaarisäätö.

Vektorisäädön taustalla on ajatus ohjata vaihtovirtamoottoria samalla tavalla kuin vierasmagnetoitua tasasähkökonetta, jossa koneen magnetointi ja vääntömomentin säätö on koneen rakenteesta johtuen toisistaan riippumatonta (Kyyrä 2008). Vektorisäädössä koneen staattorivirta jaetaan vääntömomenttia tuottavaan komponenttiin ja konetta magneetoivaan komponenttiin, joita säädetään erikseen roottorivuon mukana pyörivässä koordinaatistossa. Vektorisäädöllä toimivan sähkökäytön vääntömomentin dynamiikka on selvästi skalaariohjausta parempi. Sekä skalaariohjauksessa että vektorisäädössä käytetään modulaattoria, joka tuottaa suuntaajan tehopuolijohdekomponenttien tilaa muuttavat kytkinohjeet moottorisäädön muodostaman jännitteen amplitudi- ja suuntaohjeen perusteella (Niiranen 1999).

2.2 Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö (DTC)

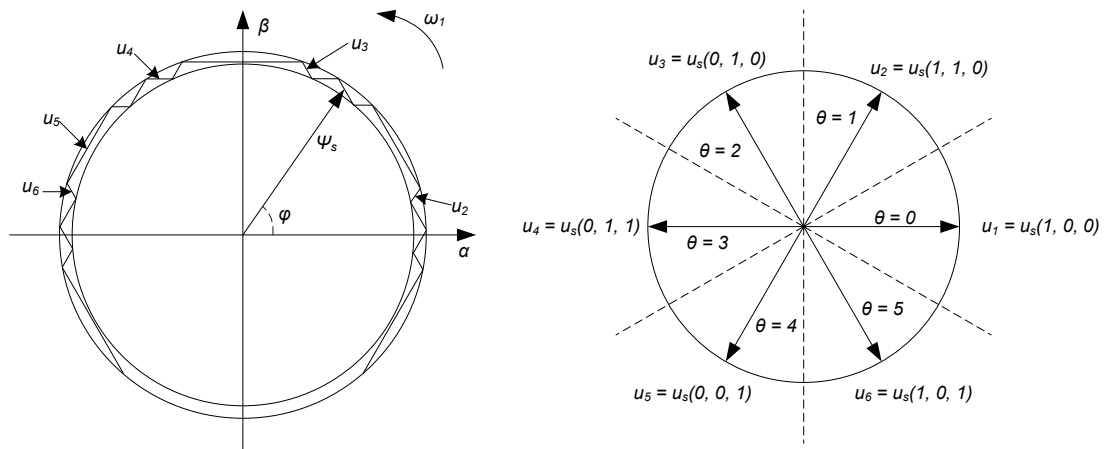
Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö (DTC, direct torque control) perustuu vektorisäädön teoriaan, jonka mukaan vääntömomenttia ja käämivuota ohjataan toisistaan riippumatta. DTC:ssä moottorimalli liittyy kuitenkin säätöön kiinteästi eikä erillistä modulaattoria ole. Vääntömomenttia ja käämivuota ohjataan kaksipistesäädön tapaan valitsemalla jokaisella säätöjaksolla sellainen kytkinohjaus, joka vie koneen sähkömagneettista tilaa haluttuun suuntaan. Vääntömomentin vaste on nopea eikä siinä esiinny ylitystä. DTC:tä käytettäessä nopeussäätö voidaan siten virittää nopeammaksi kuin muilla vääntömomentin säätömenetelmillä. Suoran käämivuon ja vääntömomentin ohjauksen periaatteen ovat esittäneet hieman eri muodossa Takahashi ja Noguchi (1986) ja Depenbrock (1988). Takahashin kehittämässä menetelmässä staattorivuon vektori ohjataan ympyräksi kun taas Debenbrockin menetelmässä se ohjataan kuusikulmion muotoiseksi.

Tässä kohdassa käsitellään Takahashin ja Noguchin (1986) esittämää suoraa käämivuon ja vääntömomentin säätötapaa, jota on käytetty myös ABB:n kaupallisissa taajuusmuuttajissa DTC-tuotenimellä (Tiitinen ym. 1995). Moottorin käämivuon säätö perustuu sopivien jännitevektoreiden valitsemiseen kuudesta käytettävissä olevasta jännitevektorista ja kahdesta nollavektorista. Vaihtovirtakoneen staattorivuo muuttuu kytketyn jännitevektorin suuntaan. Kytkettäväksi jännitteeksi valitaan sellainen vektori, joka pitää käämivuon itseisarvon mahdollisimman lähellä vuosäätäjän ohjearvoa ja vie samalla vuota eteenpäin

haluttuun pyörimissuuntaan mahdollisimman nopeasti. Kuvassa 2.4 a) on esitetty vuosäädön jännitevektorin valinta, kun moottorin pyörimissuunta on positiivinen. Vuo-säädön hystereesirajat on merkitty kuvaan sisäkkäisillä ympyröillä. Tarkka vuosäätö edellyttää pientä hystereesialuetta ja siten suurta kytkentätaajuutta.

Sopivan jännitevektorin valinta riippuu em. kriteerien lisäksi myös käämivuovektorin kulmasta kompleksitasossa. Kuvassa 2.4 b) on vuoympyrä jaettu kuuteen θ :lla merkittyyn sektoriin, joissa kussakin on käytettävissä kaksi jännitevektoria ja kaksi nollavektoria vuon ohjaamiseen. Esimerkiksi sektorissa yksi voidaan vuota suurentaa valitsemalla vektori u_3 ja vastaavasti pienentää valitsemalla vektori u_4 .

Vaihtovirtakone kehittää vääntömomentin, joka on verrannollinen staattorin ja roottorin käämivoiden välisen kulman siniin ja voiden suuruuteen. Vääntömomenttia voidaan kasvattaa valitsemalla sellainen jännitevektori, joka kasvattaa käämivoiden välistä kulmaeroa. Normaalisti vääntömomentin pienentämiseen käytetään nollavektoria. Vuosäädön tapaan myös vääntömomentin säätö perustuu hystereesisäätöön. Käämivuon ja vääntömomentin säätö voidaan yhdistää valitsemalla paras kytkinohjaus optimikäyntötaulukon avulla. DTC:n käyttö edellyttää staattorin käämivuon ja vääntömomentin oloarvojen estimointia sopivan moottorimallin avulla, mihin liittyy tämän – kuten muidenkin vektorisäätöön pohjautuvien menetelmien – suurimmat vaikeudet. Suorasta käämivuon ja vääntömomentin ohjauksesta on esitetty lisätietoa lähteissä (Tiitinen ym. 1995) ja (Luomi 2002).



Kuva 2.4 a) Esimerkki jännitevektorin valinnasta käämivuon ohjauksessa ja b) kompleksitason jako kuuteen sektoriin. Jännitevektorit on merkitty ehyin nuolin ja sektorien rajat ovat katkoviivoitettuja.

2.3 DTC:n korvaaminen yksinkertaisella simulointimallilla

Tarkan DTC-mallin käyttäminen nopeussäätäjän toimintaa simuloitaessa on raskasta, sillä DTC:n vaatiman lyhyen 25 μ s aika-askeleen (Tiitinen ym. 1995) takia simulointiohjelmistossa joudutaan käyttämään vieläkin lyhyempää aika-askeleta. Kirjallisuudessa on esitetty lukuisia tapoja yksinkertaistaa DTC:n simulointimallia. Yksinkertaisimmat DTC:n korvaavat simulointimallit perustuvat DTC-lohkon korvaamiseen ideaalisella säätimellä tai alipäästösuodatuksella. Sarén (2006) on tutkinut simulointimallia, joka tuottaa aina moottorin vastasähkömotorisen voiman suuruisen komponentin säätämällä käämivuota ja moottorin vääntömomenttia toisistaan riippumatta. Malli ei kuitenkaan huomioi jännitereservin vähenemistä nopeuden kasvaessa eikä nollavektorin käyttömahdollisuutta vääntömomenttia pienennettäessä.

DTC voidaan korvata myös moottorin vääntömomentin muutosnopeuden laskemiseen perustuvalla mallilla, joka ottaa huomioon jännitereservin pienenemisen lisäksi nollavektorin käyttömahdollisuuden vääntömomenttia pienennettäessä. Oikosulkumoottorin T-sijaiskytkennästä voidaan johtaa vääntömomentin derivaatalle yhtälö (Huikuri 2006):

$$\frac{dT}{dt} \approx \frac{3}{2} p \frac{\frac{\sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}\max(\omega_n, \omega_m)} \left(\frac{2U_{dc}}{\pi} - \omega_m \frac{\sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}\max(\omega_n, \omega_m)} \right)}{L_{s\sigma} + L_{r\sigma}}, \quad (2.1)$$

missä U_n on moottorin nimellisjännite, U_{dc} on välipiirin tasajännite, p on moottorin napapariluku, ω_m on moottorin sähkökulmanopeus, ω_n on moottorin nimellinen sähkökulmanopeus, $L_{s\sigma}$ on staattorin hajainduktanssi ja $L_{r\sigma}$ on roottorin hajainduktanssi.

Yhtälö (2.1) pätee vain vääntömomenttia kasvatettaessa. Mikäli vääntömomenttia halutaan pienentää nollavektoreiden avulla, saadaan vääntömomentin muutosnopeudeksi (Huikuri 2006):

$$\frac{dT}{dt} \approx \frac{3}{2} p \frac{\frac{\sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}\max(\omega_n, \omega_m)} \left(0 - \omega_m \frac{\sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}\max(\omega_n, \omega_m)} \right)}{L_{s\sigma} + L_{r\sigma}}. \quad (2.2)$$

Lauseke voidaan edelleen sieventää muotoon

$$\frac{dT}{dt} \approx p \frac{-\omega_m \left(\frac{U_n}{\max(\omega_n, \omega_m)} \right)^2}{L_{s\sigma} + L_{r\sigma}}. \quad (2.3)$$

Kestomagnetoidun tahtikoneen vääntömomentin muutosnopeus saadaan sijoittamalla hajainduktanssien summan ($L_{s\sigma} + L_{r\sigma}$) paikalle tahtikoneen alkuinduktanssi

$$L'' = \frac{L_d'' + L_q''}{2}, \quad (2.4)$$

missä L_d'' on tahtikoneen pitkittäinen alkuinduktanssi ja L_q'' on tahtikoneen poikittainen alkuinduktanssi.

T-sijaiskytkentä on usein turhan monimutkainen käytettäväksi sähkökäytön moottorisäädössä. Sijaiskytkennässä on kolme induktanssia, vaikka matemaattisesti vastaava piiri voidaan kuvata kahdella induktanssilla. Sähkökäyttöjen säädössä käytetään usein T-sijaiskytkennän sijasta Γ - tai käänteis- Γ -sijaiskytkentää, joissa toinen hajainduktansseista on redusoitu joko staattorin tai roottorin puolelle sijaiskytkennän nimestä riippuen. Käänteis- Γ -sijaiskytkennän staattoriin redusoiduksi hajainduktanssiksi saadaan (Luomi 2008)

$$L_\sigma = \sigma L_s, \quad (2.5)$$

missä L_s on staattorin kokonaisinduktanssi ja σ on hajakerroin.

Käytännössä tahtikoneen alkuinduktanssien analyttinen laskeminen on hankalaa, joten induktanssit määritetään kokeellisesti sopivaa identifiointimenetelmää käyttäen (Pyrhönen 2008).

2.4 Mekaaninen järjestelmä

Sähkökäytön mekaniikka koostuu tavallisesti sähkömoottorista, työkoneesta ja niitä yhdistävästä akselist ja mahdollisesta alennusvaihteesta. Mekaniikan eri osat yhdistetään kytkimien avulla. Muista sähkökäyttöistä poiketen servokäytöissä on tyypillistä, että moottorin akselille redusoitu kuorman hitausmomentti on alennusvaihteen vuoksi huomattavasti moottorin hitausmomenttia pienempi (Niiranen 1999). Mekaanisen järjestelmän säätö yksinkertaistuu huomattavasti, jos kahden hitausmomentin välinen akseli oletetaan täysin jäykäksi ja käytettävät kytkimet välyksettömiksi. Tällöin mekaaninen järjestelmä voidaan ajatella yhden hitausmomentin systeemiksi, jossa kaikki hitausmomentit on redusoitu moottorin akselille. Yhden hitausmomentin systeemin dynamiikkaa voidaan kuvata differentiaaliyhtälöllä

$$T_e - T_l = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.6)$$

missä T_e on moottorin tuottama vääntömomentti, T_l on kuormamomentti, J on moottorin akselille redusoitu kokonaishitausmomentti ja ω on moottorin mekaaninen kulmanopeus.

Jos mekaaninen järjestelmä on aikainvariantti ja täysin ennalta tunnettu, voidaan kuormamomentille muodostaa lauseke pyörimisnopeuden funktiona. Kuormaan kohdistuva painovoima aiheuttaa moottorin akselille redusoituna vääntömomentin, jonka suuruus ei riipu moottorin pyörimisnopeudesta. Hyvin voideltujen laakereiden muodostamat kitkavoimat ovat puolestaan suoraan verrannollisia pyörimisnopeuteen, kun taas väliaineen vastuksesta aiheutuva liikekitka on verrannollinen kuorman nopeuden neliöön (Luomi 2008). Yleisesti ottaen kuormituksen aiheuttama vastavääntömomentti voidaan kuvata potenssisarjan avulla:

$$T_l = \sum_j b_j \omega^j, \quad (2.7)$$

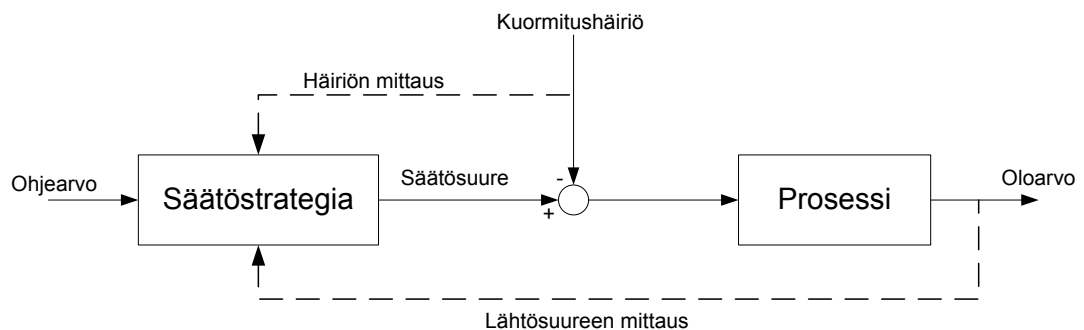
missä b_j on kitkavoiman kerroin. Servokäyttöillä kuormamomentti voi olla myös aikavariantti ja täysin pyörimisnopeudesta riippumaton. Tällaista vääntömomenttia ei luonnollisesti voida mallintaa vaan se täytyy mitata tai estimoida.

3 Säätorakenteet

Yleisesti ottaen säätöjärjestelmän tarkoituksena on saada säädettävän suureen oloarvo vastaamaan ohjearvoaan mahdollisimman tarkasti. Samalla säätösuuretta on pyrittävä käyttämään mahdollisimman säästeliäästi. Tähän tavoitteeseen voidaan päästä suunnittelemalla prosessille säätäjä käyttäen sopivia lähtösuureen hallintamekanismeja. Säätösuunnitteluun kuuluvat myös mittausten ja ohjausten mahdolliset suodatukset ja rajoitukset sekä prosessin epäideaalisuuksien mallintaminen. Kuvassa 3.1 on esitetty säädetyin järjestelmän lohkokkaavio, jossa mittaussignaalit ovat katkoviivoja. Nopeussäädön kannalta säädettävänä prosessina on DTC:n ja servomoottorin yhdistelmä.

Lähtösuureen hallintamekanismit voidaan jakaa karkeasti kolmeen kategoriaan. Ensimmäiseen voidaan lukea kaikki avoimet ohjaukset (engl. open loop), joissa lähtösuuretta muokataan tarkan mallin pohjalta muodostettavan komentosekvenssin avulla. Lähtösuureesta ei oteta mittauksia, joten kyse on puhtaasti ohjaamisesta. Lähtösuure asettuu kuormituksen ja mallin epätarkkuuden määräämään tasapainotilaan, joka voi poiketa huomattavasti ohjaukselle asetetusta tavoitearvosta.

Kompensoinnin eli positiivisen myötäkytkennän avulla voidaan poistaa prosessiin liittyvän häiriösuureen vaikutus valitsemalla säätösuureeksi kuormitushäiriön suuruinen komponentti. Häiriön myötäkytkentä edellyttää aina kompensoitavan suureen mittausta tai estimointia. Kompensointi on luonteeltaan ennakoiva, ja sen avulla voidaan minimoida häiriöiden vaikutukset jo ennen kuin ne näkyvät lähtösuureessa. Käytännössä häiriötä ei voida koskaan täydellisesti kompensoida, joten pelkän myötäkytkennän avulla säädetyin järjestelmän lähtösuure ryömii hallitsemattomasti.



Kuva 3.1 Säädetyin järjestelmän lohkokkaavio

Kolmas tapa hallita prosessin lähtösuuretta on käyttää varsinaista säätäjää eli negatiivista takaisinkytkentää lähtösuureesta. Takaisinkytkennällä korjataan lähtösuureessa olevat poikkeamat, jolloin prosessin lähtö seuraa ohjearvoaan. Toisin kuin ohjaus, säätö ei edellytä tarkkaa prosessimallin tuntemista. Sen sijaan lähtösuure on pystyttävä mittaamaan. Luonteensa vuoksi takaisinkytkentä kykenee reagoimaan prosessissa tapahtuviin muutoksiin vasta, kun erosuure on jo syntynyt.

Prosessin hallitsemiseen käytettävä säädin voi koostua yhdestä tai useammasta lähtösuureen hallintamekanismista. Säädetävän järjestelmän monimutkaisuus sekä prosessista saatavat mittaukset rajoittavat eri menetelmien käyttökelpoisuutta.

3.1 Takaisinkytketty säädin

Suuri osa teollisuuden prosesseista sisältää häiriöitä ja epäideaalisuuksia, joiden vuoksi prosessien hallinta on vaikeaa tai mahdotonta kompensoinnin tai avoimen säätösilmukan avulla. Tällaisia prosesseja säädetään tavallisimmin takaisinkytketyn säätimen eli suljetun säätösilmukan (closed loop) avulla. Itse takaisinkytketty säädin voidaan toteuttaa monella tavalla kuten relesäätimenä tai PID-säätimenä. Kuvassa 3.2 on esitetty takaisinkytketyn järjestelmän lohkokkaavio.

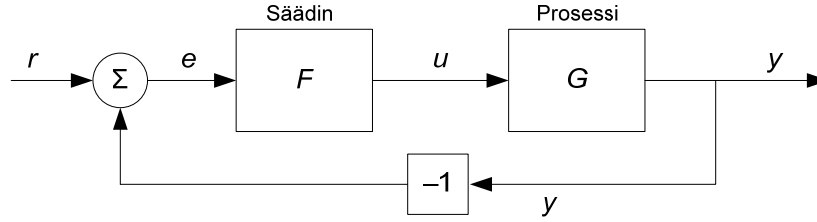
Kuvan 3.2 järjestelmässä G on prosessin siirtofunktio ja F on säätimen siirtofunktio. Suljetun silmukan siirtofunktioksi, referenssistä r vasteeseen y , saadaan:

$$G_c = \frac{FG}{1 + FG}. \quad (3.1)$$

Prosessin dynamiikan kannalta optimaalinen takaisinkytkentä saataisiin valitsemalla

$$F = G^{-1} \quad (3.2)$$

ja suunnittelemalla ohjearvon skaalaus siten, että säädetyn järjestelmän staattinen vahvistus on yksi. Käytännössä tällainen säätösuunnittelu voi johtaa epästabiiliin ja siten käyttökelvottomaan säätimeen. Säädetty järjestelmä on sinänsä tulo-lähtöstabiili, mutta sisäisesti epästabiilin säätäjän takia säätösuure u kasvaa rajatta (Glad ja Ljung 2000).



Kuva 3.2 Takaisinkytketty säädin

3.2 Kahden vapausasteen säädin

Edellä esitetystä yhden vapausasteen säätimestä erosuureesta muodostettiin yksi tulosignaali säädintä varten. Parempaan säädön tarkkuuteen voidaan päästä, jos signaaleita käsitellään erikseen kuvan 3.3 mukaisella kahden vapausasteen säätimellä. Kuva 3.3 eroaa kuvan 3.2 säätökonfiguraatiosta myös järjestelmään summautuvan prosessikohinan v , mittauskohinan w ja kuormitushäiriön v_u takia. Kuvassa prosessin vasteena on signaali y .

Kahden vapausasteen säädin koostuu etukompensaattorista F_r ja silmukan vahvistukseen vaikuttavasta funktiosta F_y . Etukompensaattorista käytetään kirjallisuudessa myös nimitystä esisuodatin, sillä siirtofunktio vaikuttaa suoraan silmukan vahvistuksen näkemään ohjearvoon, ja sen avulla voidaan toteuttaa esimerkiksi referenssin alipäästösuodatus (Glad ja Ljung 2000). Eri kohtaan summautuvien häiriöiden vaikutusta lähtösuureeseen voidaan tarkastella, kun lähtösuure kirjoitetaan herkkyysfunktioiden avulla

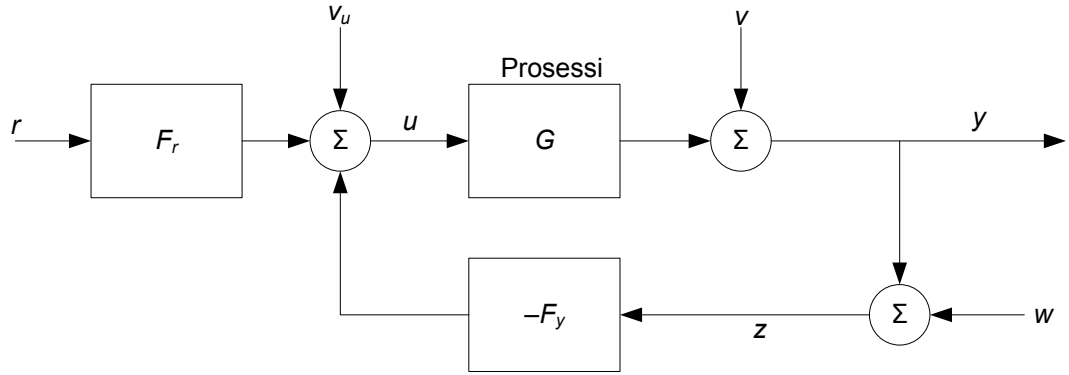
$$y = G_c r + S v - T w + G S_u v_u, \quad (3.3)$$

missä G_c on suljetun silmukan siirtofunktio, S on herkkyysfunktio, T komplementaarinen herkkyysfunktio ja S_u tuloherkkyysfunktio. Kahden vapausasteen säätimen suljetun silmukan siirtofunktioksi saadaan:

$$G_c = \frac{G F_r}{1 + G F_y}. \quad (3.4)$$

Mallivirheen v vaikutusta lähtösuureeseen y kuvaa herkkyysfunktio:

$$S = \frac{1}{1 + G F_y}. \quad (3.5)$$



Kuva 3.3 Kahden vapausasteen säädin

Mittauskohinan w vaikutusta lähtösuureeseen y kuvaa puolestaan komplementaarinen herkkyysfunktio:

$$T = \frac{GF_y}{1 + GF_y}. \quad (3.6)$$

Servokäytön nopeussäätäjän kannalta merkittävin kuormitushäiriö on kuorman vastavääntömomentti, jota kuvaa signaali v_u . Tämän vaikutusta vasteeseen kuvaa tuloherkkyysfunktio S_u , joka on SISO-järjestelmässä (single input single output) sama kuin herkkyysfunktio S . Herkkyysfunktio ja komplementaarinen herkkyysfunktio toteuttavat aina ehdon

$$S(j\omega) + T(j\omega) = 1, \quad (3.7)$$

mistä seuraa se, että säätetyn järjestelmän robustisuus on aina kompromissi kuormitus- ja mittaushäiriön suhteen. Kahden vapausasteen säädinrakenteen avulla herkkyysfunktioiden taajuusomaisuuksia on kuitenkin mahdollista muokata halutuiksi. Silmukanvahvistukseen vaikuttava F_y kannattaa asettaa siten, että kuormitushäiriöiden vaikutus on pieni halutulla taajuuskaistalla. Etukompensaattorin F_r avulla voidaan kaistanleveyttä kasvat-
taa valitsemalla säätetyn järjestelmän vahvistus isoksi sillä taajuusalueella, missä komplementaarisen herkkyysfunktion itseisarvo on asetettu pieneksi mittauskohinasta johtuen (Glad ja Ljung 2000).

3.3 Pysyvän tilan poikkeama

Säätetyn järjestelmän lajityyppi vaikuttaa järjestelmän kykyyn seurata eri tavalla muuttuvia ohjearvoja. Lajityypillä tarkoitetaan säätetyssä järjestelmässä olevien integraattori-

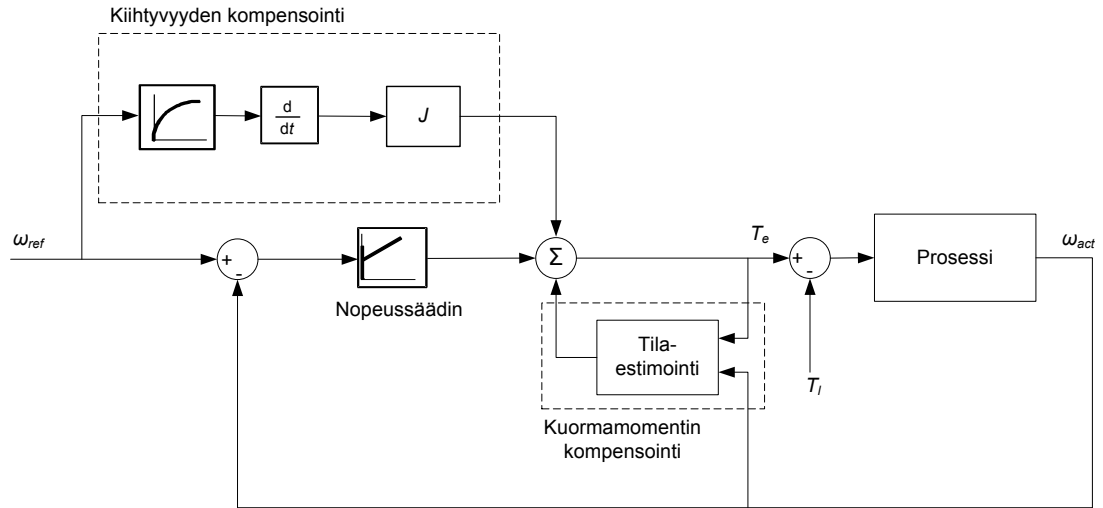
en eli origossa sijaitsevien napojen lukumäärää. Lajityypin 0 järjestelmällä lähtösuureeseen syntyy pysyvän tilan poikkeama askelmaisella herätteellä. Lajityypin 1 järjestelmään jää pysyvän tilan poikkeama, kun herätteenä on trapetsimainen ohjearvo, kun taas lajityypin 2 järjestelmällä erosuuretta syntyy parabolisella ohjearvolla (Lewis 2001).

Nopeussäädön sisältävässä kaskadisäädössä voidaan servokäytön paikoitus toteuttaa ilman paikkasäätäjässä olevaa integraattoria. Servokäytön liikkeenohjauksessa käytetään usein s-muotoista paikkaohjetta, jolloin nopeussäädön nopeusprofiili on trapetsimainen. Tämän takia nopeussäädön lajityypin on oltava vähintään 2. Säätimeistä voidaan poistaa yksi integrointiaste, jos itse prosessi on luonteeltaan integroiva. Joissain sovelluksissa kuten hissikäytöissä myös kiihtyvyyden muutosnopeudelle asetetaan rajoituksia. Tällöin myös nopeusohjeen profiili muuttuu trapetsimaisesta paraboliseksi ja säädetyn järjestelmän lajityypin on oltava suurempi kuin 2.

3.4 Myötäkytketty säädin

Yleisimmät sähkökäytön säädössä käytettävät myötäkytkennät eli kompensoinnit ovat kiihtyvyyden ja vastavääntömomentin myötäkytkennät. Kompensointien sijoittuminen nopeussäädettyyn sähkökäyttöön on esitetty kuvassa 3.4. Kiihtyvyyden kompensoinnin tarkoituksena on tuottaa yhtälön (2.6) oikean puolen suuruinen komponentti, joka tarvitaan hitausmassan kiihdyttämiseen. Yhtälöön sijoitettava kulmanopeuden aikaderivaatta saadaan derivoimalla nopeusohjetta. Onnistunut kompensointi edellyttää, että moottorin akselille redusoitu hitausmomentti on tunnettu ja että nopeusreferenssi on jatkuva ja pehmeästi käyttäytyvä. Pieniä askelmaisia muutoksia voidaan pehmentää alipäästösuodattimella (Anon 2008a). Kiihtyvyyden kompensointia käytettäessä järjestelmä kykenee seuraamaan trapetsimaista ohjearvoa, vaikka itse säädetty järjestelmä olisikin lajityypin 1 järjestelmä.

Kuormamomentin kompensoinnilla voidaan kumota kuormitusvaihteluiden vaikutus jo ennen kuin säätäjän tuloon on ehtinyt muodostua erosuuretta. Menetelmää käytetään mm. hissikäytöissä kuorman painovoimasta aiheutuvan vastavääntömomentin kumoamiseen (Anon 2009). Vastavääntömomentti voidaan laskea mitatun akselimomentin ja estimoidun sähkömekaanisen vääntömomentin erotuksena tai käyttää sopivaa menetelmää sen estimoimiseen.



Kuva 3.4 Sähkökäytön myötäkytkennät

3.5 PID-säädin

PID-säädin (proportional integral derivative) on yleisin teollisuudessa käytetty takaisinkytkentään perustuva säätörakenne sen osuuden ollessa yli 95 % prosessiteollisuuden säätimistä (Åström ja Hägglund 2006). Säädin on rakenteeltaan yksinkertainen, minkä takia sen toimintaan vaikuttavat syy-seuraussuhteet tiedetään varsin tarkasti. PID-säädin löytyy valmiina komponenttina monissa ohjelmoitavissa logiikoissa ja simulointiohjelmistoissa, mikä helpottaa säätösuunnittelua ja säätöjärjestelmän toteuttamista. PID-säätimen ohjaussuure koostuu kolmesta komponentista, joista ensimmäinen eli P-termi (proportional) on staattinen kuvaus erosuureesta ohjaussuureeseen. I-termin (integral) suuruus on verrannollinen erosuureen aikaintegraaliin. Säätimen integroiva osa korjaa lähtösuureessa muuten esiintyvän pysyvän tilan poikkeaman. Viimeinen eli D-osa (derivative) on luonteeltaan ennakoiva, ja sen suuruus on verrannollinen erosuureen aikaderivaattaan. D-osa siis muuttaa ohjaussuuretta sen perusteella, miten erosuureen arvioidaan käyttäytyvän tulevaisuudessa. Erosuureen derivointi tekee säätimestä nopeamman, mutta sen toiminta on herkkä lähtösuureessa esiintyvälle mittauskohinalle. PID-säätimen muodostama ohjaussuure aika-alueessa on:

$$u(t) = P(t) + I(t) + D(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (3.8)$$

missä e on erosuure, K_p on suhdessäätötermin vahvistus, T_i on integrointiaika ja T_d derivointiaika. Kirjallisuudessa on esitetty PID-säätimen lähtösuureen kuvaus myös muissa muodoissa. PID-säätimen siirtofunktioksi saadaan

$$F(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right). \quad (3.9)$$

Jos lauseke (3.9) sijoitetaan suljetun järjestelmän siirtofunktioon, yhtälö (3.1), nähdään että PID-säätimellä voidaan kumota kaksi prosessissa olevaa vasemman puolitason napaa, jolloin säädetyn järjestelmän kaistanleveys voidaan asettaa halutun suuruiseksi.

Nykyaikainen säätöjärjestelmä toteutetaan usein digitaalisena, jolloin PID-säätimen jatkuva-aikainen lähtösuureen kuvaus on diskretoitava sopivaa menetelmää käyttäen. Suhdesäätötermin säätölaki on diskreettiaikaista erosuureen näytteistystä lukuun ottamatta sama analogisessa ja digitaalisessa toteutuksessa. Derivaatan approksimointina voidaan käyttää taaksepäin derivointia (backward difference)

$$\frac{de(t_k)}{dt} \approx \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{h}, \quad (3.10)$$

missä h on näyteväli. Integraalitermi

$$I(t) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (3.11)$$

saadaan sijoittamalla I-termin muutosnopeus Eulerin approksimaation (forward difference) lausekkeeseen

$$\frac{dI(t)}{dt} \approx \frac{I(t_{k+1}) - I(t_k)}{h} = \frac{K_p}{T_i} e(t_k), \quad (3.12)$$

josta voidaan edelleen ratkaista diskreettiaikainen I-termi rekursiivisesti (Åström ja Hägglund 2006)

$$I(t_{k+1}) = I(t_k) + h \cdot \frac{K_p}{T_i} \cdot e(t_k). \quad (3.13)$$

3.6 PID-säätimen parantaminen

Edellisessä kappaleessa esitetty PID-säädin ei ole välttämättä sellaisenaan toimiva ratkaisu kaikkiin prosesseihin. Esimerkiksi erosuureen derivointi on usein ongelmallista mittauskohinan takia. Prosessia on kuitenkin usein mahdollista säätää hyvin pelkällä PI-säätimellä, jolloin D-osa asetetaan nolaksi. Käytännössä useimmat taajuusmuuttajavalmistajat käyttävät nopeussäätäjänä PI-säädintä. Tässä kappaleessa tarkastellaan sellaisia

prosessissa olevia epäideaalisuuksia, jotka edellyttävät muutoksia myös käytettyyn säätöjärjestelmään.

Erosuureen suodatus

Yhtälön (3.8) mukaisen säätöalgoritmin D-termin vahvistus kasvaa taajuuden funktiona, mistä seuraa suuri ohjaussuureen vaihtelu, kun mittaukseen summautuu korkeataajuisia kohinaa. Tämä voi aiheuttaa ongelmia säädön tarkkuudelle, ja pahimmassa tapauksessa säädetty järjestelmä tulee epästabiiliksi. Eräs ratkaisu ongelmaan on käyttää D-termissä suodatettua erosuuretta (Åström ja Hägglund 2006).

Kohinaisen mittauksen lisäksi myös askelmaisesti muuttuva säätimen ohjearvo voi aiheuttaa D-termissä suuria ohjaussuureen vaihteluita. Tähän voidaan vaikuttaa tehokkaasti kahden vapausasteen säätimen ohjearvon etusuodattimen avulla. Mikäli PID-säädin on toteutettu lausekkeen (3.8) mukaisesti yhden vapausasteen säätimenä, voidaan PID-säätimen näkemää erosuuretta muokata toisen kertaluvun alipäästösuodattimen avulla. Kun käytetyn suodattimen vaimennussuhde on $1/\sqrt{2}$, saadaan PID-säätimen uudeksi siirtofunktioksi

$$F_{eq}(s) = F_c(s)G_f(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \frac{1}{1 + sT_f + (sT_f)^2 / 2}, \quad (3.14)$$

missä T_f on suodattimen aikavakio. Erosuureen alipäästösuodatus pienentää askelmaisesti vaihtuvan ohjearvon lisäksi myös kohinaisen mittauksen vaikutusta derivoinnissa. Koko säätimen näkemän erosuureen alipäästösuodatuksen haittana on säädön hidastuminen ja siten stabiiliuden mahdollinen vaarantuminen.

Integraalin anti-windup

Suuret vaihtelut erosuureessa saavat PID-säätimen kasvattamaan ohjaussuuretta. Sähkökäytön nopeussäätäjän ohjaussuureena toimii vääntömomenttiohje, jonka suuruutta rajoittaa mm. vakiovuoalueella taajuusmuuttajan ja moottorin virrankesto ja kentänheikennysalueella pieni staattorivuo. Mikäli toimilaite ei voi toteuttaa säätäjän pyytämää ohjearvoa, kasvaa integraalin arvo rajatta. Tämä aiheuttaa säädetyn järjestelmän vasteeseen ylityksen, sillä integraalin arvo voi pienentyä vain vastakkaisen erosuureen muodostuttua. Ilmiöstä käytetään nimeä integraattorin windup.

Kirjallisuudessa on esitetty lukuisia tapoja toteuttaa integraattorin anti-windup. Harnefors (2003) on esittänyt anti-windup-toiminnon, joka perustuu säätäjän ohjearvon uudelleen laskentaan (back-calculation). Menetelmässä lasketaan suurin mahdollinen ohjearvo, joka

vielä johtaa säätimen lineaarisen toimintaan. Anti-windup voidaan toteuttaa myös muuttamalla integraattorin näkemää erosuuretta kytkimellä:

$$e_{eq}(t_k) = \begin{cases} e(t_k), & T_{min} \leq T_{ref} \leq T_{max} \\ 0, & \text{muulloin} \end{cases} \quad (3.15)$$

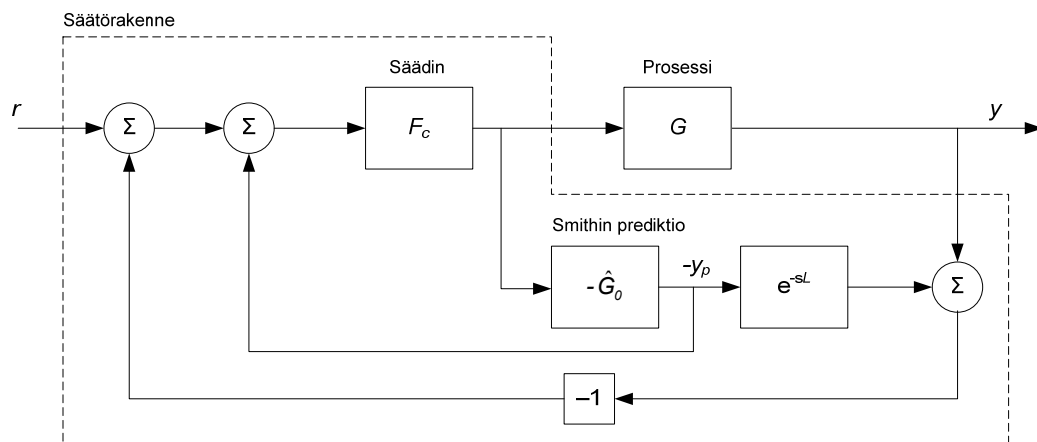
Tieto mahdollisesta ohjaussuureen rajoituksesta saadaan suoraan nopeussäädön jälkeiseltä vääntömomentinsäädöltä (Anon 2008a). Toimilaitteen saturoitumisen lisäksi täytyy integraattorin lähtösuureen jatkuvuus varmistaa myös vaihdettaessa sähkökäytön ohjaustapaa esimerkiksi vääntömomenttisäädöltä nopeussäädölle.

Smithin prediktio

Säätöjärjestelmissä on digitaalisesta toteutuksesta aiheutuvaa kuollutta aikaa, joka asettaa rajoituksia säädetyn järjestelmän kaistanleveydelle. Viivettä esiintyy paitsi nopeussäätöä seuraavassa vääntömomentin säädössä myös nopeudenmittauksen suodatuksessa. Tavanomainen PID-säädin ei huomioi säätöjärjestelmän viiveitä, ja säätimen vahvistuksen tulee olla pieni, jotta säädetty järjestelmä olisi stabiili. Smithin prediktio on prosessimalliin perustuva säätörakenne, joka ottaa huomioon kuolleen ajan vaikutuksen vasteeseen. Menetelmässä kuollutta aikaa sisältävä prosessi on jaettu prosessin dynamiikkaa ja viivettä kuvaaviin komponentteihin:

$$G(s) = G_0(s)e^{-sL}. \quad (3.16)$$

Säätörakenne (kuva 3.5) koostuu kahdesta takaisinkytkentähaarasta, joista sisempi vertaa ohjearvoa viiveettömän prosessin estimoituun vasteeseen y_p . Ulommainen takaisinkytkentähaara korjaa mallivirheen vaikutusta.



Kuva 3.5 Smithin prediktioon perustuva säätörakenne

Jos säädettävä viiveellinen prosessi on ensimmäistä kertalukua, on Smithin prediktioon perustuvalla säätörakenteella mahdollista saavuttaa sama kuolleen ajan jälkeinen dynamiikka kuin vastaavanlaisella säätimellä säädettyyn viiveettömään prosessiin (Åstrom 2006).

PDF-säädin

PDF-säädin (pseudo-derivative feedback) on kehitetty sellaisia prosesseja varten, joissa vasteessa ei saa esiintyä ylitystä edes askelmaisilla ohjearvon muutoksilla (Ohm 1994). PDF-säädin eroaa PI-säätimestä siten, että siinä ei ole erosuurelle silmukanvahvistusta. PDF-säädin on PI-säädintä hitaampi, mutta siinä voidaan käyttää pienempää integrointi-aikaa. Säätimen lohkokaavio on esitetty kuvassa 3.6.

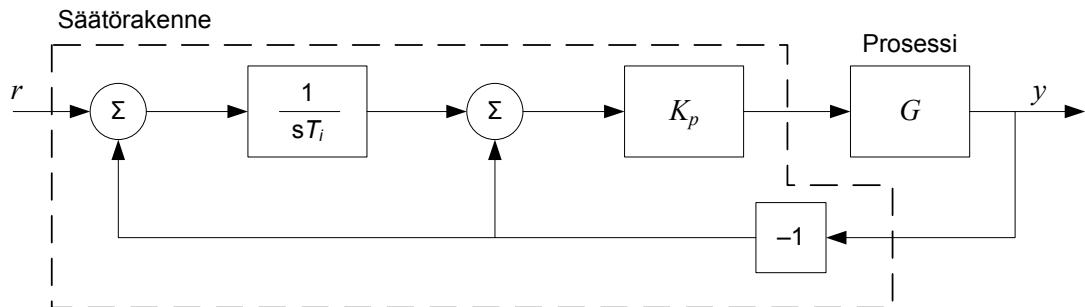
PDF-säätimen lähtösuureen matemaattinen kuvaus on:

$$u(t) = K_p \left(\frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau - y(t) \right), \quad (3.17)$$

ja kuvan 3.6 perusteella voidaan johtaa suljetun silmukan siirtofunktio:

$$G_c(s) = \frac{K_p G(s)}{T_i s + K_p G(s) + K_p G(s) T_i s}. \quad (3.18)$$

Lausekkeesta nähdään PDF-säätimen suurin ero PI-säätimeen verrattuna: mikäli prosessia kuvaavassa siirtofunktiossa ei ole osoittajan dynamiikkaa, ei myöskään säädetyn järjestelmän siirtofunktiossa ole sellaista.



Kuva 3.6 PDF-säätimen lohkokaavio

PI-plus-säädin

PI-plus- tai PDFF-säädin (pseudo-derivative feedback with feedforward gain) eroaa edellä esitetystä PDF-säätimestä ohjearvon myötäkytkennän takia (Ohm 1994). Myötäkyt-

kennän vahvistuksen avulla ylityksen suuruuteen voidaan vaikuttaa ja säädin on PDF-säädintä nopeampi reagoimaan ohjearvossa tapahtuviin muutoksiin. PI-plus säätimen lähtösuureen kuvaus on:

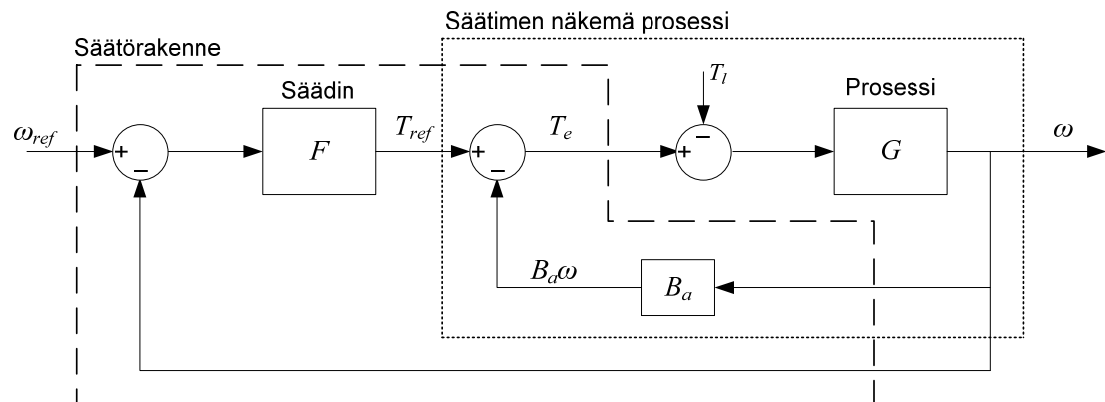
$$u(t) = K_p \left(K_{ff} \cdot r(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau - y(t) \right), \quad (3.19)$$

missä r on ohjearvo ja K_{ff} on myötäkystkennän vahvistus.

PI-plus-säätimen suljetun silmukan siirtofunktiossa on yksi nolla, jonka sijaintia kompleksitasossa voidaan muuttaa myötäkystkennän vahvistuksella. PI-plus-säätimellä voidaan siten toteuttaa sekä PI-säädin että PDF-säädin valitsemalla vastaavasti K_{ff} -termi arvoon 1 tai 0.

Aktiivinen vaimennus

Kuormitushäiriön vaikutusta moottorin nopeuteen voidaan pienentää kasvattamalla moottorin nopeuteen verrannollista kitkamomenttia. Aktiivinen vaimennus on yksi tapa kasvattaa säätösilmukan näkemää kitkamomenttia ilman fysikaalisen, tehohäviöitä aiheuttavan, kitkan lisäämistä (Harnefors 2003). Kuvassa 3.7 on esitetty aktiivisen vaimennuksen lohkokaavio, jossa nopeussäätimen lähtöön summautuu nopeuteen verrannollinen kitkamomentti. Kuvasta nähdään että säätörakenne ulottuu muokkaamaan nopeussäätöön käytetyn säätimen F näkemää prosessia. Säätörakenne on siten luonteeltaan kahden vapausasteen säädin.



Kuva 3.7 Aktiivinen vaimennus

Jos prosessiin mallinnettu kitka on suoraan verrannollinen nopeuteen, voidaan prosessia kuvata siirtofunktiolla

$$G(s) = \frac{1}{sJ + B}, \quad (3.20)$$

missä B on kitkamomentin kerroin. Säätimen näkemän prosessin siirtofunktioksi saadaan

$$G'(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)B_a} = \frac{1}{sJ + B + B_a}, \quad (3.21)$$

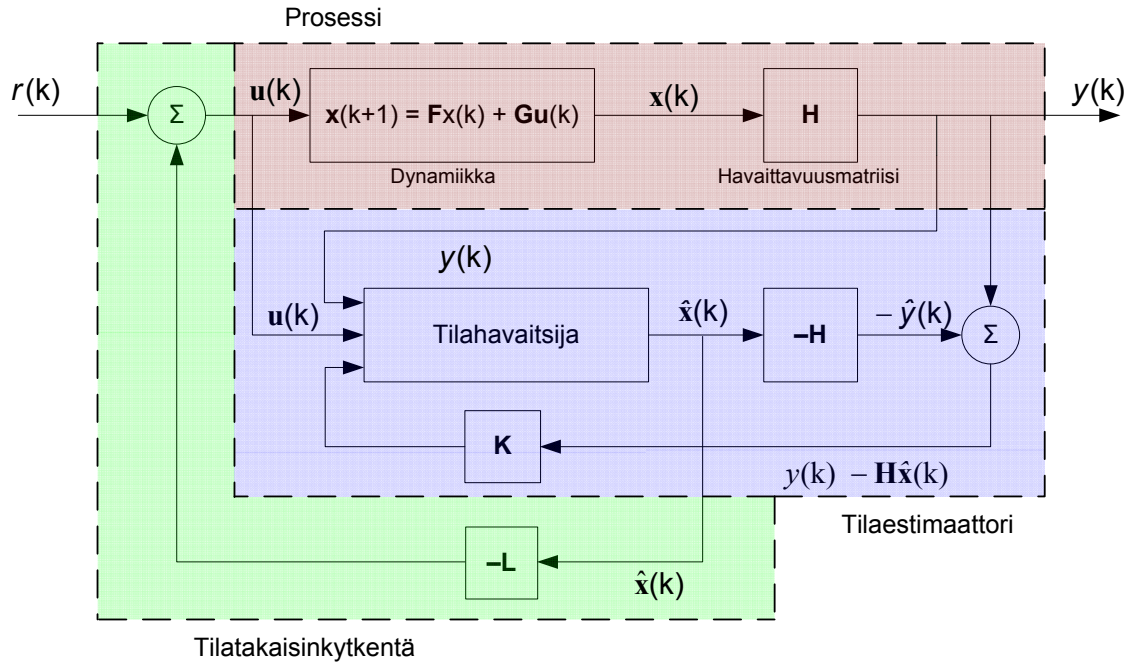
missä B_a on aktiivisen kitkamomentin kerroin.

Aktiivisen vaimennuksen kaltaiset nopeussäädön lähdön muokkaukset täytyy ottaa huomioon myös nopeussäätäjän integraalin anti-windup-toimintoa suunniteltaessa.

3.7 Tilasäätö

Tilasäätö on säädettävän järjestelmän tilaesitykseen pohjautuva säätörakenne, jossa ohjaukset muodostetaan prosessin tilojen takaisinkytkennän ja ohjearvon avulla. Säättörakenteen etuina on hyvä säädetyin järjestelmän dynamiikka sekä säätimen suoraviivainen viritys. Säädettävän järjestelmän on oltava saavutettava, eli on oltava äärellisen suuruinen säätösekvenssi, jolla järjestelmä voidaan viedä haluttuun tilaan äärellisessä ajassa. Tilasäätö edellyttää saavutettavuuden lisäksi prosessin tilojen ja tarkan prosessimallin tuntemista. Jos järjestelmä ei ole havaittava, tilat täytyy estimoida sopivan kertaluvun tilahavaintsijan avulla. Kuvassa 3.8 on esitetty tilasäädön lohkokkaavio, joka koostuu tilatakaisinkytkennästä ja ei-mitattavien tilojen estimointiin käytettävästä tilahavaintsijasta.

Tilasäätö voidaan virittää valitsemalla jokaisen tilan takaisinkytkennälle sopiva painokerroin. Tilasäädin, jossa ohjauksessa on tilatakaisinkytkennän lisäksi ohjearvon vahvistus, on luonteeltaan PD-säädin. Säädetyin järjestelmän robustisuutta kuormitushäiriöiden suhteen voidaan parantaa augmentoimalla erosuureen aikaintegraali uudeksi tilaksi. Tällaisen säätöjärjestelmän suurin ero PID-säätöön on se, että säätörakenne tuottaa ohjauksen yhden erosuureen sijasta usealla takaisinkytkennällä ja takaisinkytkentöjen määrä voidaan valita prosessin ohjattavien tilojen perusteella. Säättörakenteen viritys – eli tilatakaisinkytkennän vahvistuksien valinta – tehdään säädetyin järjestelmän suorituskysyvaatimusten tai minimoitavan kriteerin perusteella.



Kuva 3.8 Tilasäädön lohkokaavio

Tilatakaisinkytkentä

Järjestelmän diskreettiaikaiset differenssiyhtälöt voidaan esittää kompaktisti matriisimuotoisen tilaesityksen avulla:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + \mathbf{G}\mathbf{u}(k), \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{H}\mathbf{x}(k), \end{aligned} \quad (3.22)$$

missä \mathbf{F} on systeemimatriisi, \mathbf{G} on ohjausmatriisi, \mathbf{H} havaitsemismatriisi, \mathbf{u} ohjausvektori ja \mathbf{x} tilavektori.

Lausekkeessa on oletettu, että ohjauksella ei ole suoraa vaikutusta lähtösuureeseen. SISO-järjestelmän tapauksessa ohjausmatriisi on pystyvektori, jossa on järjestelmän tilojen verran rivejä. Jos ohjearvo oletetaan nolaksi, voidaan järjestelmälle tehdä tilatakaisinkytkentä:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k) &= -\mathbf{L}\mathbf{x}(k), \\ \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{F}\mathbf{x}(k) - \mathbf{G}\mathbf{L}\mathbf{x}(k) = \hat{\mathbf{F}}\mathbf{x}(k), \end{aligned} \quad (3.23)$$

missä \mathbf{L} on takaisinkytkentävektori

$$\mathbf{L} = [l_1, l_2, \dots, l_n]. \quad (3.24)$$

Säädetyin järjestelmän navat saadaan ratkaisemalla matriisin $\hat{\mathbf{F}}$ ominaisarvot:

$$\det(\mathbf{zI} - \mathbf{F} + \mathbf{GL}) = 0. \quad (3.25)$$

Tilasäädön suunnittelussa takaisinkytkentävektori valitaan siten, että karakteristisen yhtälön (3.25) nollakohdat toteuttavat säädetyin järjestelmän halutut taajuustason ominaisuudet (Lewis 1986).

Tilaestimointi

Aina ei ole realistista olettaa, että järjestelmän tilat olisivat mitattavissa. Tilojen mittaaminen voi olla fysikaalisesti mahdotonta, tai se voi vaatia kalliita mittalaitteita. Tiloja voidaan myös estimoida tähän tarkoitukseen rakennetun tilahavaitsijan avulla. Täyden kertaluvun tilahavaitsijalla estimoidaan kaikki prosessin tilat. Sähkökäyttöissä paikka tai nopeus on usein kuitenkin mitattu, joten niiden estimointi vie turhaan laskentaresursseja. Tällöin voidaan käyttää pienennetyn kertaluvun tilahavaitsijaa, jolla estimoidaan kaikki systeemin ei-mitattavat tilat. Jos mittauksessa on kuitenkin runsaasti kohinaa, voi täyden kertaluvun tilahavaitsijan käyttäminen olla perusteltua (Lewis 1986). Järjestelmän tilat voidaan estimoida vanhojen tilojen ja ohjauksien perusteella, jos prosessimalli on tunnettu:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}(k+1) &= \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{G}\mathbf{u}(k), \\ \hat{\mathbf{y}}(k) &= \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}(k). \end{aligned} \quad (3.26)$$

Edellä esitetty estimaattori toimii tehokkaasti vain, jos systeemimatriisi, ohjausmatriisi ja tilojen ja ohjauksen alkuarvot tunnetaan tarkasti. Käytännössä prosessimallissa on aina virhettä, jolloin tilaestimaatti on harhainen. Estimaattoria voidaan parantaa käyttämällä hyväksi mitattuja vasteita. Tällöin saadaan takaisinkytketty tilaestimaattori (Lewis 1986)

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{G}\mathbf{u}(k) + \mathbf{K}(\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}(k)), \quad (3.27)$$

missä \mathbf{K} on tilaestimaattorin takaisinkytkentävektori

$$\mathbf{K} = [k_1, k_2, \dots, k_n]. \quad (3.28)$$

Tilahavaitsijan karakteristinen yhtälö on

$$\det(\mathbf{zI} - \mathbf{F} + \mathbf{KH}) = 0. \quad (3.29)$$

Tilaestimaattori voidaan virittää samalla tavalla kuin tilatakaisinkytkentä. Erotteluperiaatteen mukaisesti tilaestimaattori ja tilatakaisinkytkentä voidaan rakentaa toisistaan riippu-

matta, mikä helpottaa säätösuunnittelua. Jos kuitenkin halutaan, että tilatakaisinkytkennän kaistanleveys dominoi säädetyn järjestelmän kaistanleveyttä, tulisi estimaattorin navat valita siten, että tilahavaitsija olisi 2-6 kertaa tilatakaisinkytkentää nopeampi (Lewis 1986).

Optimisäätö

Edellä käsiteltiin tilatakaisinkytkennän ja -estimaattorin virittämistä taajuustason ominaisuuksien avulla. Tässä kohdassa käsitellään vaihtoehtoista menetelmää, jossa tilasäädin viritetään optimaaliseksi jonkin hyvyyskriteerin suhteen. Viritykseen käytetään usein neliöllisiä LQ (linear quadratic) ja LQG (linear quadratic gaussian) kriteereitä, joista ensin mainittu olettaa järjestelmän olevan täysin deterministinen ja järjestelmän tilojen mitattavia. Stokastisessa LQG-probleemassa järjestelmään summautuvan prosessi- ja mittaushäiriön oletetaan olevan nolla-keskiarvoista, gaussisesti jakautunutta valkoista kohinaa.

Kuten luvun 3 alussa todettiin, säädetyn järjestelmän halutaan seuraavan mahdollisimman tarkasti ohjearvoa ja samalla ohjauksen olevan mahdollisimman pieni. Tämä kriteeri voidaan muotoilla matemaattisesti kustannusfunktioksi

$$J_r = \int_0^{\infty} [\mathbf{x}(t)^T \mathbf{Q} \mathbf{x}(t) + \mathbf{u}(t)^T \mathbf{R} \mathbf{u}(t)] dt, \quad (3.30)$$

missä \mathbf{Q} on systeemin tiloja painottava matriisi ja \mathbf{R} on ohjausta painottava matriisi. Kriteerin minimoivaksi tilatakaisinkytkentävektoriksi saadaan (Glad ja Ljung 2000)

$$\mathbf{L} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{X}, \quad (3.31)$$

missä \mathbf{X} on algebrallisen Riccatin yhtälön ratkaisu (Glad ja Ljung 2000)

$$\mathbf{F}^T \mathbf{X} + \mathbf{X} \mathbf{F} - \mathbf{X} \mathbf{G} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{X} + \mathbf{Q} = 0. \quad (3.32)$$

Algebrallisen Riccatin yhtälön ratkaiseminen voi vaatia paljon laskutoimituksia, jos järjestelmän kertaluku on korkea. Ratkaisu on lisäksi suboptimaalinen, koska matriisin \mathbf{X} aikaderivaatat on asetettu nolaksi. Toisaalta yhtälöstä (3.32) nähdään, että ratkaisu on ajan suhteen muuttumaton, jos systeemi on aikainvariantti. Optimaalisen tilatakaisinkytkennän rakentaminen riittää LQ-säätimen rakentamiseen. Käytännössä monet säädettävät prosessit eivät ole deterministisiä, jolloin säätimen on oltava luonteeltaan LQG-tyyppinen. LQG-säätimen tilatakaisinkytkentävektori on identtinen LQ-säätimen tilatakaisinkytkennän kanssa. Sen sijaan optimaalinen tilaestimaatti lasketaan Kalman-tyyppisen estimaattorin avulla.

Kalman-suodatin minimoi estimointivirheen kovarianssin ja se on optimaalinen ratkaisu stokastisen prosessin tilojen estimointiin, jos häiriöiden tilastolliset ominaisuudet ovat tarkasti tiedossa. Kalman-suodatin on yhtälön (3.27) mukainen, jonka estimointivirheen vahvistus voidaan ratkaista diskreettiaikaisesti tai algebrallisen Riccatin yhtälön avulla.

4 Säätojärjestelmän viritys

Säätojärjestelmien virittämiseen on olemassa kokeellisia ja mallipohjaisia menetelmiä. Kokeellisissa yritys-erehdysmenetelmissä säätimen parametreja vaihdetaan, kunnes säätövirhe ei enää ylitä sille asetettua rajaa. Parametrien varioinnissa voidaan käyttää säädetyt järjestelmän käyttäytymiselle tunnettuja nyrkkisääntöjä. Prosessimalliin perustuvissa viritysmenetelmissä säätimen parametrit valitaan prosessin dynamiikan ja säädön suorituskykyvaatimusten perusteella. Jos prosessimalli ei ole tunnettu tai se on aikavariantti, täytyy malli identifioida sopivalla menetelmällä. Identifiointi sisältää sopivan prosessihäiriön muodostamisen, prosessin vasteen mittaamisen ja säätimen parametrien laskennan. Nopeussäädön kannalta säädettävänä prosessina on moottorin mekaniikasta ja vääntömomentin säädöstä aiheutuva dynamiikka, ts. siirtofunktio vääntömomenttiohjeesta moottorin kulmanopeuteen.

Säätojärjestelmän viritys voidaan suunnitella tarpeen vaatiessa tehtäväksi (one-shot auto-tuning), jolloin viritys uusitaan aina kun toimintapiste muuttuu merkittävästi. Vain kerran tehtävä robusti säätösuunnittelu – kuten QFT (quantitative feedback theory) – takaa säädön suorituskyvyn pysymisen tietyn toleranssin sisäpuolella, jos parametrivaihtelut tai kuorimitushäiriöt pysyvät suunnittelussa asetettujen rajojen sisäpuolella. Adaptiivisessa säädössä pyritään säätöjärjestelmää jatkuvasti virittämään, jotta sen suorituskyky vastaisi aina sille asetettuja tavoitearvoja. Tämän luvun lopussa luodaan katsaus yleisimpiin adaptiivisen säädön menetelmiin.

4.1 Ziegler-Nicholsin askelvaste- ja värähtelyrajamenetelmät

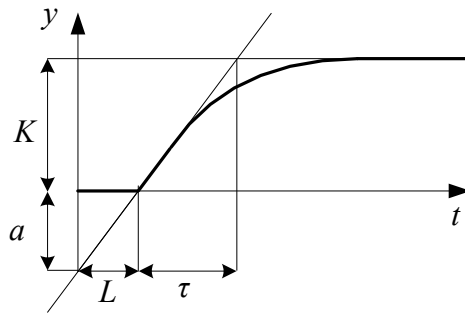
PID-säädin voidaan virittää Ziegler-Nicholsin askelvaste- ja värähtelyrajakokeiden perusteella, jos säädettävä prosessi on viiveellinen ensimmäisen kertaluvun järjestelmä (FOTD) ja sitä kuvaa siirtofunktio

$$G(s) = \frac{K}{s\tau + 1} e^{-sL}, \quad (4.1)$$

missä K on järjestelmän staattinen vahvistus, L kuollut aika ja τ aikavakio.

Ziegler-Nicholsin ehdottamat säätimen viritysparametrit perustuvat empiirisiin kokeisiin, ja niillä voidaan saada aikaan kohtalainen säädetyt järjestelmän suorituskyky. Järjestelmän askelvasteesta, ks. kuva 4.1, määritetään kuollut aika ja parametri a :

$$a = K \cdot \frac{L}{\tau}. \quad (4.2)$$



Kuva 4.1 Viiveellisen ensimmäisen kertaluvun systeemin (FOTD) askelvaste

Näitä ensimmäisen kertaluvun malliparametreja vastaavat P, PI ja PID-säätimen viritysparametrit ovat taulukossa 4.1.

Ziegler-Nicholsin värähtelyrajakokeessa selvitetään prosessin kriittinen vahvistus K_u (ultimate gain) ja kriittinen jaksonaika T_u (ultimate cycle-time), kun prosessin lähtösuure on 180° vaihesiirrossa ohjaussuureeseen nähden. Värähtelyrajakokeessa käytetty säätöjärjestelmä on pelkkä P-tyyppinen säädin, jonka vahvistus on kasvatettu niin suureksi että viiveellinen prosessi alkaa värähdellä pienillä edestakaisilla ohjearvoon tehtävillä askeleilla. Kriittistä jaksonaikaa ja vahvistusta vastaavat viritysparametrit on esitetty taulukossa 4.2.

Joissain prosesseissa marginaalinen värähtely saattaa voimistua vaimenemattomaksi värähtelyksi, jolloin säätöjärjestelmä muuttuu epästabiiliksi. Tämän takia käytetään enemmän 1:4-menetelmää (Niiranen 1999), missä P-säätimen vahvistusta kasvatetaan kunnes askelvasteen värähtelyn amplitudi vaimenee 25 %:n arvoon alkuperäisestä amplitudista yhden värähtelyjakson aikana. Ziegler-Nicholsin värähtelyrajamenetelmä soveltuu hyvin PID-säätimen viritukseen sellaisilla prosesseilla, joissa kriittisen vahvistuksen ja staattisen vahvistuksen tulo on välillä 2–20 (Åström ja Wittenmark 1989). Säädetyt järjestelmän suorituskykyä voidaan parantaa valitsemalla PID-säädintä monimutkaisempi säätöalgoritmi, jos tulo on suurempi kuin 20. Jos taas tulo on pienempi kuin 2, voidaan säätöjärjestelmässä käyttää kuolleen ajan kompensointia tai vaihtoehtoisesti virittää PI-säätimen integrointiaika Ziegler-Nicholsin ehdottamaa arvoa pienemmäksi (Hang ym. 1991).

Ziegler-Nicholsin kokeellisia viritysmenetelmiä voidaan käyttää PID-säätimen parametroiden lisäksi myös kehittyneempien adaptiivisen säädön menetelmien edellyttämien alkuarvojen määrittämiseen (Åström ja Wittenmark 1989).

Taulukko 4.1 Säätimen parametointi Ziegler-Nicholsin askelvastekokeen perusteella

Säädin	K_p	T_i	T_d
P	$1 / a$		
PI	$0,9a$	$3L$	
PID	$1,2 / a$	$2L$	$L / 2$

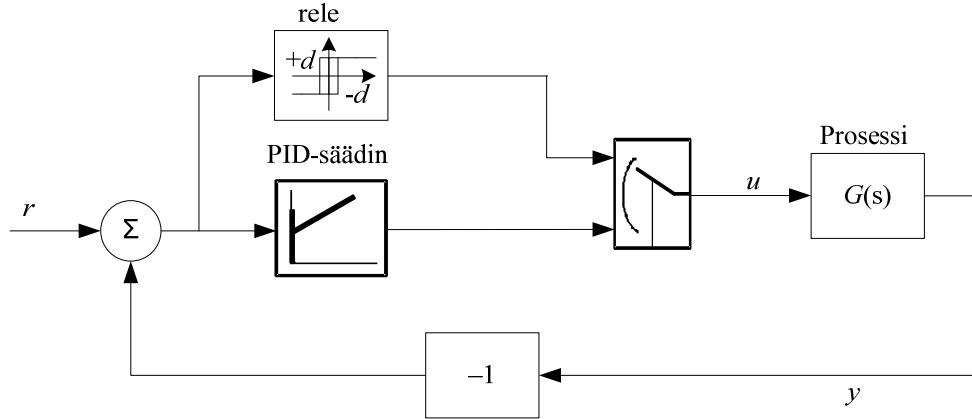
Taulukko 4.2 Säätimen parametointi Ziegler-Nicholsin värähtelyrajakokeen perusteella

Säädin	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_u$		
PI	$0,4K_u$	$0,8T_u$	
PID	$0,6K_u$	$0,5T_u$	$0,12T_u$

4.2 Reletakaisinkytkentä

Aina ei ole mahdollista suorittaa Ziegler-Nicholsin viritysmenetelmien edellyttämiä kokeita, tai kokeiden asianmukainen suorittaminen vaatisi ennakkotietoja säädettävästä prosessista, kuten käytettävien askelherätteiden suuruutta. Värähtelyrajalla tapahtuva identifiointi voi olla vaarallista, koska järjestelmästä voi tulla helposti epästabiili. Lisäksi avoimessa säätösilmukassa tapahtuva identifiointi on herkkä ulkopuoliselle kuormitushäiriölle. Åström ja Hägglund (1984) ovat kehittäneet reletakaisinkytkentään perustuvan identifiointimenetelmän, jossa ei esiinny edellä mainittuja ongelmia. Menetelmän taustalla on havainto siitä, että reletakaisinkytkennän avulla säädetyin järjestelmän vaste on monilla prosesseilla 180° vaihesiirrossa herätteen kanssa, jolloin prosessi toimii ulkoisesti tarkasteltuna samalla tavalla kuin värähtelyrajakokeessa.

Säätöjärjestelmässä reletakaisinkytkentä toimii PID-säätimen rinnalla (ks. kuva 4.2), ja identifiointin aikana PID-säädin kytketään hetkellisesti pois päältä. Kyseessä on siis tarpeen vaatiessa tehtävä automaattinen viritys (one-shot auto-tuning) eikä jatkuva adaptiivinen säätö. Menetelmän etuina ovat helppo tarkkailtavuus järjestelmän stabiiliuden suhteen ja suhteellisen pienet herätteet. Kriittinen jaksonaika voidaan päätellä yksinkertaisimmillaan releen tilanmuutoksien perusteella, jolloin laskentatehon tarve on pieni moniin muihin menetelmiin nähden (Åström ja Hägglund 1984). Identifiointinissa käytettävät herätteet muodostetaan automaattisesti releen avulla, jolloin ainoastaan releen amplitudin suuruus ja hystereesi täytyy määrittää. Huomion arvoista on myös se, että järjestelmä on takaisinkytketty koko identifiointin ajan.



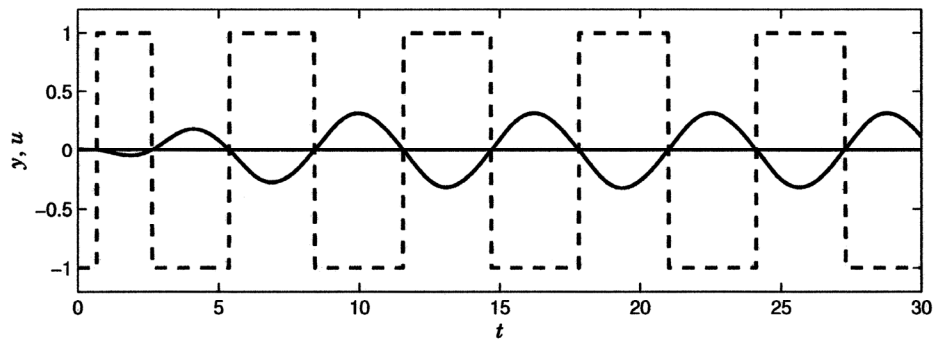
Kuva 4.2 PID-säätimen viritys reletakaisinkytkennän avulla

Releen amplitudia muuttamalla voidaan järjestelmän lähdön amplitudia säätää lineaarisesti. Jos lähtöön summautuu mittauskohinaa, voidaan tämän vaikutus poistaa kasvattamalla releen hystereesiä. Kun releen hystereesi on noin kaksinkertainen mittauskohinan amplitudiin nähden, kohina ei enää vaikuta merkittävästi releen toimintaan (Hang ym. 1993). Kuvassa 4.3 on esitetty säädetyn järjestelmän käyttäytyminen reletakaisinkytkennän aikana. Reletakaisinkytkennälle on ominaista värähtelyn amplitudin nopea voimistuminen lähelle lopullista arvoa (Åström ja Hägglund 2006). Kriittisen vahvistuksen ja taajuuden lisäksi reletakaisinkytkennän avulla voidaan selvittää prosessin staattinen vahvistus releen asetusarvoa muuttamalla (Åström ja Wittenmark 1989).

Releen ja prosessin muodostama epälineaarinen avoimen silmukan siirtofunktio voidaan jakaa lineaariseen prosessin siirtofunktioon ja epälineaariseen osaan:

$$G(j\omega_u)N(a) = -1, \quad (4.3)$$

missä $N(a)$ on releen epälineaarisuutta kuvaava funktio.



Kuva 4.3 Prosessiin syötetty heräte (katkoviivoitettu) ja prosessin vaste (yhtenäinen viiva) reletakaisinkytkennässä (Åström ja Hägglund 2006)

Kun epälineaarinen järjestelmä muodostetaan lineaarisen osan ja epälineaarisuutta kuvaavan funktion (describing function) avulla, oletetaan lineaarisen osan taajuusfunktion olevan alipäästö-tyyppinen, jolloin herätteessä esiintyvät korkeat taajuudet eivät näy vasteessa. Kuvaavan funktion tulee olla sama koko taajuusalueessa, eikä sen oleteta tuottavan yliaaltoja vasteeseen. Näillä oletuksilla voidaan herätteen perusaalto laskea Fourier-sarjan avulla ja epälineaarisen prosessin vasteessa esiintyy herätteeseen suoraan verrannollinen komponentti. Ilman releen hystereesiä identifioitava kriittinen vahvistus on prosessin vahvistuksen käänteisfunktio sillä taajuudella, jolla prosessin lähtö on 180° vaihe-siirrossa herätteen kanssa (Åström ja Wittenmark 1989):

$$K_u = \frac{1}{|G(j\omega_u)|} = \frac{4d}{\pi a}, \quad (4.4)$$

missä ω_u on järjestelmän kriittinen kulmataajuus, a prosessin lähtösuureen amplitudi ja d releen amplitudi.

Hystereesiä sisältävän releen epälineaarisuutta kuvaava funktio on (Åström ja Hägglund 1984)

$$-\frac{1}{N(a)} = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi \varepsilon}{4d}, \quad (4.5)$$

missä ε on releen hystereesin leveys.

Hang ym. (1993) ovat esittäneet prosessin kriittisen vahvistuksen approksimaation, kun releen toimintaan vaikuttaa hystereesi:

$$K_u = \frac{4d \sqrt{a^2 - \varepsilon^2}}{\pi}. \quad (4.6)$$

Edellä käsitellyn prosessin identifiointimenetelmän lisäksi Åström ja Hägglund (1984) ovat kehittäneet kaksi algoritmia PID-säätimen automaattiseen virittämiseen vaihe- tai amplitudivaran perusteella. Amplitudivaraan perustuvassa virityksissä suhdesäätötermi K_p saadaan jakamalla kriittinen vahvistus halutulla amplitudivaralla. PID-säätimen derivointiaika on sidottu valittuun integrointiaikaan, joka voidaan valita vapaasti. Automaattinen viritys amplitudivaran – kuten vaihevarankin – perusteella edellyttää pehmeästi käyttäytyvää erosuuretta, jotta derivoinnista ei aiheutuisi ongelmia. Reletakaisinkytkennässä voidaan määrittää yksi Nyquistin diagrammin piste, joka toteuttaa yhtälön (4.5). Vaihevaraan perustuvassa virityksessä pyritään siirtämään tämä piste kompleksitasossa sellaiseen paikkaan, että takaisinkytketyn järjestelmän vaihevara on halutun suuruinen. Algoritmien yksityiskohtainen kuvaus on esitetty lähteessä (Åström ja Hägglund 1984).

Kirjallisuudessa on esitetty lukuisia parannusehdotuksia reletakaisinkytkennän avulla tapahtuvaan prosessimallin identifiointiin, joskin moni ehdotuksista on suojattu voimassa olevilla patenteilla, mikä hankaloittaa menetelmien kaupallista käyttöönottoa. Esimerkiksi Luo ym. (2000) ovat patentoineet automaattisesti virittyvän säätöjärjestelmän, jossa säädetty järjestelmä saatetaan värähtelemään releen ja PID-säätimen sarjaankytkennällä. Menetelmässä rele vertailee prosessin lähtösuuretta asetusarvoon ja tuottaa uuden vaihteleavan asetusarvon PID-säätimelle. Menani ja Koivo (1996) ovat ehdottaneet adaptiivisen releen avulla tapahtuvaa monimuuttujasäädön automaattista viritystä. MIMO-järjestelmä (multiple input multiple output) voidaan identifioida releen hystereesiä muuttamalla, jolloin saadaan selvitettyä useita Nyquistin diagrammin kriittisiä pisteitä ja muodostaa edelleen MIMO-järjestelmän taajuusvastematriisi toimintapisteen ympäristössä.

Äströmin ja Hägglundin (1984) ehdottamalle reletakaisinkytkentään ja amplitudi- ja vaihevaraan perustuvalle PID-säätimen viritysmenetelmälle on myönnetty Yhdysvalloissa patentti vuonna 1985 (Hägglund ja Åström 1985). Tämä ja muihin maihin myönnetty samaan patenttiperheeseen kuuluvat patentit eivät ole enää voimassa, mikä mahdollistaa menetelmän kaupallisen käyttöönoton (Salo 2009).

4.3 Internal Model Control

Internal Model Control (IMC) on säätöjärjestelmän mallipohjainen viritysmenetelmä, jossa säätimen viritysparametrit muodostetaan napojen asetteluun avulla. Lähteessä (Glad ja Ljung 2000) on esitetty IMC-suunnittelu yleisessä tapauksessa ja Harnefors (2003) on esittänyt tavan virittää PI-säädin prosessin ensimmäisen kertaluvun mallin perusteella. Jälkimmäinen menetelmä on suoraviivaisiin tapa virittää olemassa oleva PI-tyyppinen nopeussäädin sen sijaan, että suunniteltaisiin koko säätörakenne uuden tyyppiseksi IMC:n avulla. Seuraavaksi käsitellään Harneforsin (2003) esittämää viritysmenetelmää, joka on erikoistapaus yleisestä IMC-suunnittelusta.

Jos prosessia kuvaa riittävällä tarkkuudella viiveellinen ensimmäisen kertaluvun järjestelmä (FOTD), voidaan säädetyltä järjestelmältä vaatia kaistanleveys ω_c , jolloin suljetun silmukan siirtofunktioksi saadaan

$$G_c = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{\frac{\omega_c}{s}}{1 + \frac{\omega_c}{s}}. \quad (4.7)$$

Koska prosessi on ensimmäistä kertalukua, voidaan vaadittuun kaistanleveyteen päästä pelkän PI-säätimen avulla, kun prosessin kuollut aika jätetään huomioimatta. Säädetty

järjestelmä on tällöin kuvan 3.2 mukainen, ja PI-säätimen viritys saadaan valitsemalla suljetun silmukan siirtofunktiota kuvaava lauseke (3.1) yhtä suureksi kuin lauseke (4.7)

$$G_c = \frac{FG}{1+FG} = \frac{\frac{\omega_c}{s}}{1 + \frac{\omega_c}{s}}, \quad (4.8)$$

missä F on PI-säätimen siirtofunktio

$$F = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right). \quad (4.9)$$

Yhtälöstä (4.8) voidaan edelleen ratkaista sellainen PI-säädin, joka toteuttaa annetun taajuustason vaatimuksen:

$$F = \frac{\omega_c}{s} \left(\frac{K}{s\tau + 1} \right)^{-1}. \quad (4.10)$$

PI-säätimen suhdesäätötermiksi saadaan

$$K_p = \frac{\omega_c \tau}{K}, \quad (4.11)$$

ja integrointiajaksi

$$T_i = \frac{K_p K}{\omega_c} = \tau. \quad (4.12)$$

Yhtälöihin (4.11) ja (4.12) sijoitettava aikavakio τ saadaan sijoittamalla prosessimallin taajuusfunktio

$$G(j\omega_u) = \frac{K}{j\omega_u \tau + 1} \quad (4.13)$$

kriittisen vahvistuksen lausekkeeseen (4.4)

$$K_u = \frac{1}{\left| \frac{K}{j\omega_u \tau + 1} \right|} = \frac{\sqrt{1 + (\omega_u \tau)^2}}{K}. \quad (4.14)$$

Yhtälöstä voidaan edelleen ratkaista aikavakio

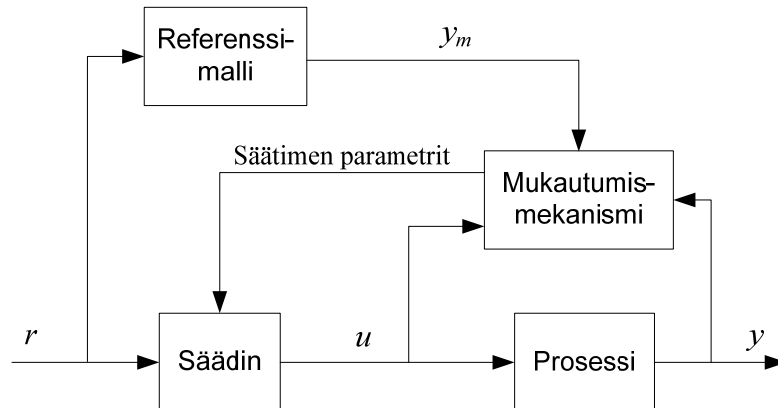
$$\tau = \frac{1}{\omega_u} \sqrt{(K_u K)^2 - 1}. \quad (4.15)$$

4.4 Adaptiivinen säätö

Adaptiiviset säätimet sopeutuvat nimensä mukaisesti toimintapisteessä tapahtuviin parametrivaihteluihin. Adaptiivista säätöä voidaan soveltaa lähtösuureen hallintaan sellaisilla prosesseilla, joissa esiintyy dynaamisesti muuttuvia häiriöitä, joiden toimilaitteissa on epälineaarisuutta tai itse prosessimalli on aikavariantti. Tässä kohdassa käsitellään lyhyesti lähteessä (Åström ja Wittenmark 1989) esitettyjä adaptiivisen säädön keskeisimpiä menetelmiä.

Adaptiivinen referenssimallisäätö

Adaptiivinen referenssimallisäätö (MRAS, model reference adaptive system), ks. kuva 4.4, koostuu kahdesta sisäkkäisestä säätösilmukasta, joista sisempi silmukka säätää prosessia ja ulkoinen muuttaa säätöjärjestelmän viritystä sen toiminnan perusteella. MRAS:n referenssimalli määrittää säädetyin järjestelmän halutun käyttäytymisen, ja tätä verrataan järjestelmän todelliseen vasteeseen. Mukautumismalli pyrkii muuttamaan säätöjärjestelmän viritystä siten, että referenssimallin ja prosessin vasteet olisivat identtisiä.



Kuva 4.4 Adaptiivisen referenssimallisäädön lohkokkaavio

Automaattisesti virittyvä säädin

Automaattisesti virittyvä säädin (STR, self-tuning regulator) koostuu MRAS:n tapaan kahdesta sisäkkäisestä silmukasta, joista sisempi säätää prosessia ja uloimmainen silmukka muuttaa säätöjärjestelmän viritystä. Siinä missä MRAS vaikuttaa suoraan säätimen parametrien muutoksiin, käyttää automaattisesti virittyvä säädin estimoitua prosessimallia

ja säätölakia sisemmän silmukan virittämiseen. Prosessimallin estimoimisessa voidaan käyttää rekursiivisia parametriestimoinnin menetelmiä, kuten rekursiivista pienimmän neliösumman menetelmää tai estimointivirheen minimoivaa Kalman-suodatinta (Kweon ja Hyun 1998). Parametristimaattien konvergoitumisen takaamiseksi oletetaan automaattisesti virittyvän säätimen ajavan sellaista prosessia, jonka malliparametrit ovat ennalta tuntemattomia mutta aikainvariantteja vakioita. Kun prosessimalli on estimoitu, voidaan säätölaki muotoilla esimerkiksi tilatakaisinkytkennän avulla.

Vahvistustaulukointi

Vahvistustaulukointi (gain scheduling, gain table) on menetelmä, jossa säätöjärjestelmän suhdesäätötermi valitaan etukäteen muodostetusta vahvistustaulukosta prosessin dynamiikan perusteella. Vahvistustaulukko muodostetaan erityisen taulukointimuuttujan (scheduling variable) ja tätä vastaavan säätimen P-osan vahvistuksen pareilla. Jos vahvistustaulukon koko on pieni, voidaan vahvistus muodostaa interpoloimalla kahden peräkkäisen arvon väliltä. Vahvistustaulukoinnissa on keskeistä löytää taulukointimuuttujaksi sellainen mitattava suure, joka korreloi hyvin prosessin dynamiikassa tapahtuvien muutoksien kanssa. Vahvistustaulukoinnissa on kyse avoimen silmukan adaptiivisesta säädöstä, koska vain taulukointimuuttujassa tapahtuvat muutokset voivat muuttaa säätöjärjestelmän viritystä. Esimerkiksi Mitsubishi Electric käyttää erään kaupallisen taajuusmuuttajan nopeussäädön automaattisessa virityksessä vahvistustaulukointia, jolloin taulukointimuuttujana on kuorman hitausmomentin estimaatti (Anon 2007).

5 Automaattisen virityksen suunnittelu

Tässä työn osuudessa keskitytään suunnittelemaan nopeussäätimelle tarpeen vaatiessa tehtävä automaattinen viritys (one-shot auto-tuning). Tarkasteluun otettavia menetelmiä ovat Ziegler-Nicholsin kokeelliset viritysmenetelmät ja mallipohjainen viritys IMC-virityskaavojen avulla. Säätojärjestelmän virityksen edellyttämän prosessimallin identifiointiin tueksi kehitetään ajorutiini, joka kykenee laskemaan prosessin malliparametrien estimaatit riittävällä tarkkuudella. Säädetyn järjestelmän suorituskkyä arvioidaan myöhemmin kokeellisessa osuudessa tehtävien askelkokeiden avulla.

Kuten kohdassa 3.5 todettiin, on servokäytön nopeussäädön toteuttaminen PID-tyyppisellä säätörakenteella yleisesti käytetty ja monissa prosesseissa varsin hyväksi havaittu ratkaisu. Yksinkertaisimmillaan prosessia voidaan säätää tyydyttävästi PI-säätimen avulla, jolloin vältetään kohdassa 3.6 kuvattuja ongelmia. Jos servokäytöltä edellytetään nopeuden trajektorin seuranta, voidaan parempaan säädön tarkkuuteen päästä käyttämällä takaisinkytketyn säätimen rinnalla nopeusohjeen derivaatan myötäkytkentää, ts. kiihtyvyyden kompensointia. Kohdassa 3.7 käsitelty optimisäätö kuuluu nykyaikaisen säätöteorian lupaavimpiin innovaatioihin, mutta sen osuus teollisuuden säätöjärjestelmistä on vielä varsin pieni (Åström ja Hägglund 2006). Tilasäädöllä on teoriassa mahdollista saavuttaa PID-säätökonfiguraatiota parempi säädetyin järjestelmän suorituskky ja säätöjärjestelmän viritys on suoraviivaista. Optimisäädön käyttöönoton esteenä on perinteisesti ollut optimaalisen tilaestimoinnin edellyttämä suuri laskutoimituksien määrä. Vaikka sulauteuissa järjestelmissä käytettävissä oleva laskentakapasiteetti on viime aikoina kasvanut huomattavasti, kasvattaisi reaaliaikainen tilaestimointi tämän työn mittauksissa käytettävän taajuusmuuttajan suorittimen käyttöastetta merkittävästi.

Johdannossa käsiteltiin servokäytön nopeussäädön automaattiselta viritykseltä vaadittuja ominaisuuksia, joita olivat mm. viritysalgoritmin pieni laskentatehon tarve ja identifiointissa käytettyjen herätteiden koko. Nämä kaksi vaatimusta voivat olla ristiriidassa keskenään, sillä usein pienien herätteiden käyttäminen edellyttää raskaamman laskentalgoritmin valitsemista. Reletakaisinkytkentään perustuva prosessimallin identifiointi ei edellytä kovinkaan raskasta laskentaa, ja prosessin vasteen suuruutta voidaan helposti säätää releen amplitudia muuttamalla. Kuten kohdassa 4.2 todettiin, voidaan reletakaisinkytkennän avulla selvittää prosessin kriittinen vahvistus ja kriittinen jaksonaika ilman, että nopeuden asetusarvosta poiketaan merkittävästi. Näiden parametrien perusteella servokäytön nopeussäädin voidaan yksinkertaisimmillaan virittää Ziegler-Nicholsin kaavojen avulla. Jos nopeuden asetusarvoa on mahdollista muuttaa hetkellisesti, voidaan reletakaisinkytkennän avulla lisäksi selvittää prosessin aikavakio ja staattinen vahvistus. En-

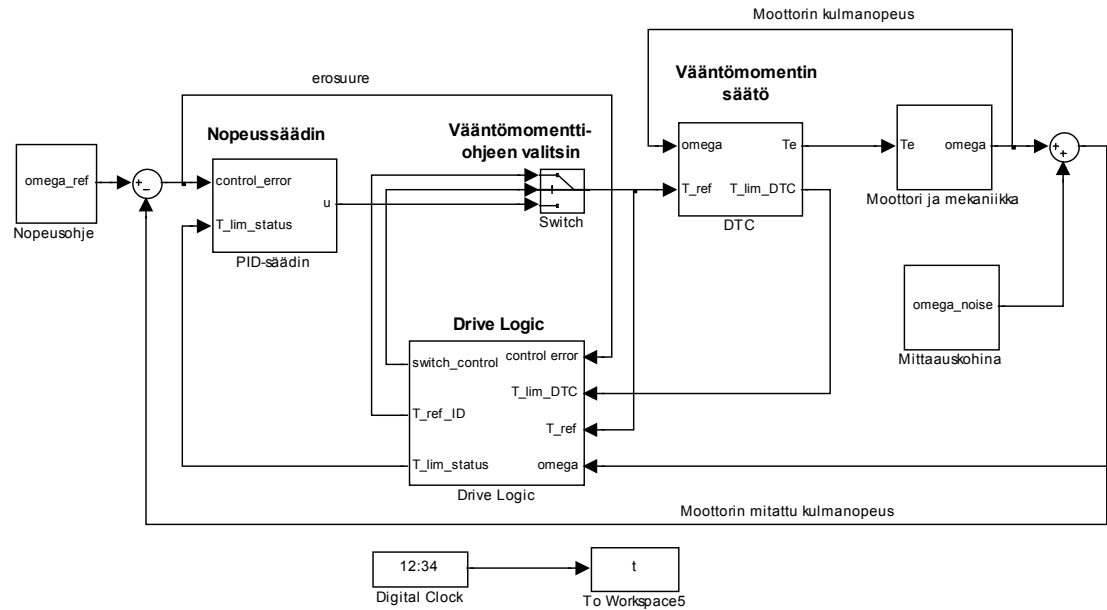
simmäisen kertaluvun prosessimallin aikavakiolle johdettiin lauseke kohdassa 4.3. Servokäyttöjen vaatimukset identifioinnin aikaisesta vääntömomentin tasaisuudesta ja nopeuden erosuureen tasosta vaihtelevat sovelluskohtaisesti. Näin ollen on luontevaa, että myös sallittujen herätteiden suuruus ja identifiointiajon monipuolisuus määritetään ennen identifiointia servokäytöltä vaaditun vääntömomentin tasaisuuden ja nopeuden säätövirheen suurimman sallitun arvon perusteella.

5.1 Servokäytön simulointimalli

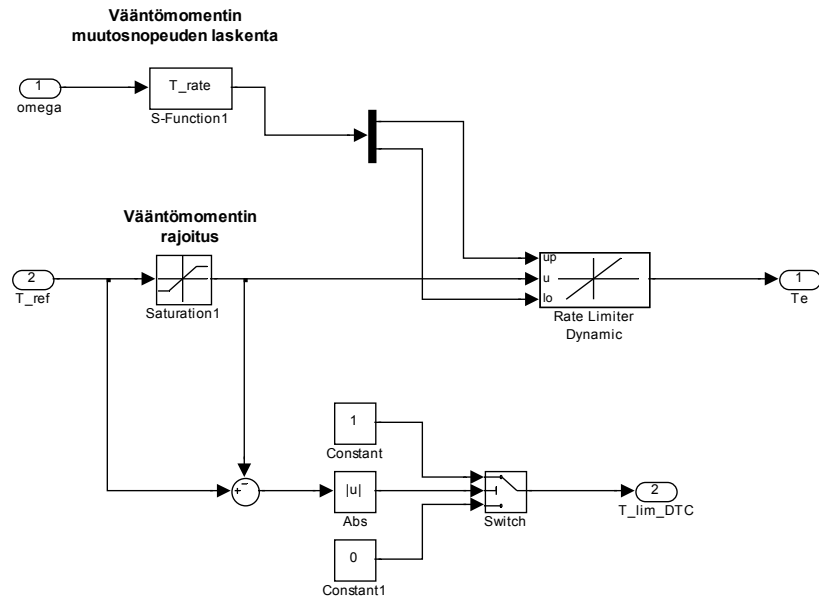
Säätöjärjestelmän automaattisen virityksen analysointia varten tehtiin servokäyttöä kuvaava simulointimalli MATLAB/Simulink -ohjelmistolle. Servokäytön simulointimalli, ks. kuva 5.1, koostuu PID-tyyppisestä nopeussäätimestä, luvussa 2.3 esitetystä DTC:n yksinkertaisemmasta simulointimallista, moottorin mekaniikasta ja taajuusmuuttajan ohjelmiston toimintaa kuvaavasta Drive Logic -lohkosta. Nopeussäädin on diskreettiaikainen PID-säädin, johon on lisätty integraalin antiwindup-toiminto. DTC:n yksinkertainen simulointimalli, ks. kuva 5.2, on toteutettu MATLAB:in aikadiskreettinä S-funktiona. Simulointimalli kykenee laskemaan vääntömomentin muutosnopeuden koko nopeusalueessa, mutta vääntömomentin saturaation rajoja ei muuteta simuloinnin aikana. Toisin sanoen, DTC:n simulointimalli laskee oikean suuruisen vääntömomentin vain vakiovoimalla toimittaessa. DTC:n yksinkertaisen simulointimallin edellyttämät moottoriparametrit mitataan kokeellisesti simuloinneissa käytettäviltä moottoreilta. DTC:n simulointimallin, ts. lausekkeet (2.1) ja (2.2), laskemat vääntömomentin muutosnopeudet simuloinneissa käytetyille moottorille on esitetty kuvassa 5.3.

Moottorin mekaniikan oletetaan olevan ensimmäistä kertalukua, jolloin sen siirtofunktiona kuvaa yhtälö (3.20). Kestomagneettitahtikoneilla esiintyviä syklisiä vääntömomentin värähtelyitä (cogging torque) ei ole mallinnettu simulointimalliin. Nopeuden mittauksen virheeseen vaikuttaa mm. rajallisesta pulssiluvusta aiheutuva kvantisointivirhe, käytetyn enkooderin laakereiden epäkeskisyyss, mekaaninen kiinnitys servomoottorin akseliin ja signaalinkäsittelyssä käytetyn elektroniikan laatu (Anon 2008b). Vastaavasti mittausvirhettä voidaan laskennallisesti kompensoida taajuusmuuttajan ohjelmistossa monin eri tavoin (Kivimäki 2006). Nopeussäädön tarkkuuteen vaikuttavan todellisen mittauskohinan tasoa on siten vaikea määrittää analyttisesti. Simulointimallissa käytetty mittauskohina on valkoisesta kohinasta ylipäästösuodattimen avulla suodatettua kohinaa, jonka amplitudi vastaa pyörimisnopeutta 2.5 rpm. Tason valinta perustuu testilaitteistolla kahden näytävän ajalta mitattuun nopeuden sykkeisyyteen, kun käyttöä ajetaan vakiovääntömomentillä.

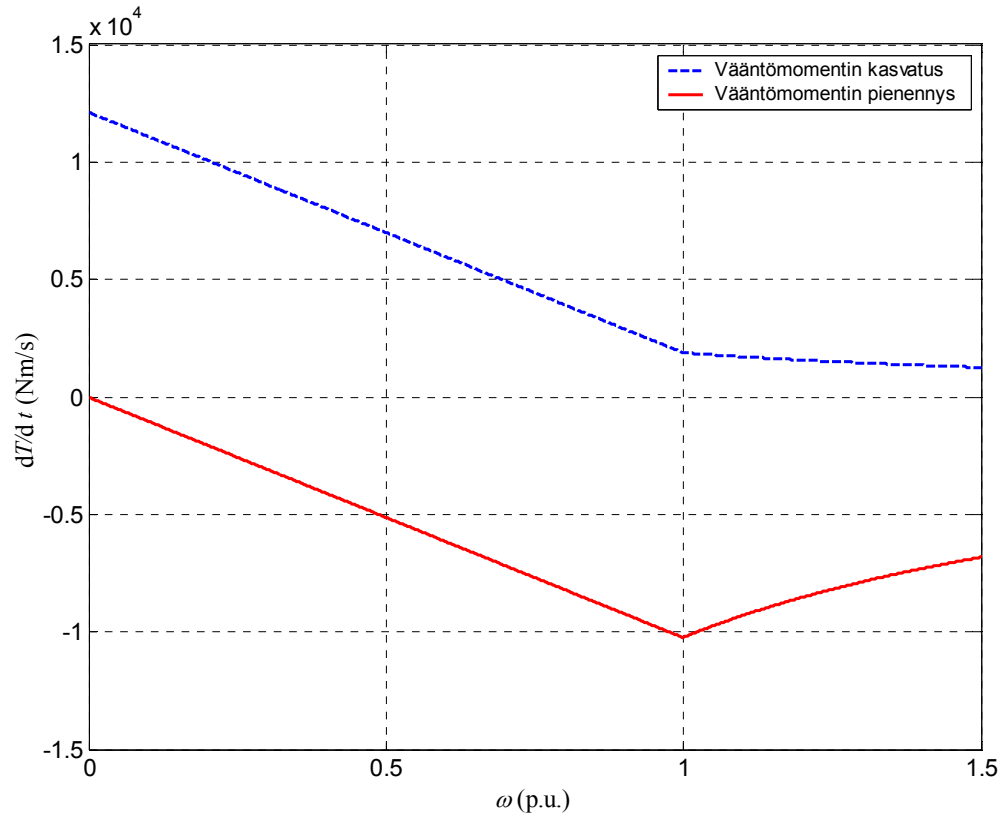
S-funktiona toteutettu Drive Logic -lohko vastaa taajuusmuuttajan toimintamoodin vaihdosta nopeussäädöltä vääntömomenttisäädölle ja nopeussäädön identifiointiajon suorittamisesta. Identifiointiajo käsittää mittauskohinan ja vastavääntömomentin estimoimisen, reletakaisinkytkennän käynnistämisen ja nopeuden asetusarvon muutokset prosessin staattista vahvistusta määritettäessä. Myös mittausdatan analysointi ja prosessimalli lasketaan reaaliaikaisesti Drive Logic -lohkossa.



Kuva 5.1 Servokäytön simulointimalli



Kuva 5.2 DTC:n yksinkertainen simulointimalli



Kuva 5.3 Vääntömomentin laskettu muutosnopeus Parvex NX310EUPR7001 -kestomagneetti-
tahtikoneelle

5.2 Identifioinnin koesuunnittelu

Työssä suunniteltu nopeussäädön identifiointiajo koostuu useasta eri vaiheesta, joiden toiminta on tarkemmin selitetty taulukossa 5.1. Osa identifioinnista suoritetaan vielä PID-säätimen toimiessa vanhoilla viritysparametreilla. Vaiheessa 1 tapahtuvaa mittauskohinan tason määrittystä lukuun ottamatta käyttö on säädetty takaisinkytketyllä säätimellä koko identifioinnin ajan. Toimintapisteessä käytetty vastavääntömomentti voidaan selvittää suodattamalla PID-säätimen tuottamaa vääntömomenttiohjetta alipäästösuodattimen avulla. Suodattimen rajataajuuden tulee olla riittävän pieni pyörimistaajuuteen nähden, jotta sykliset vääntömomenttivärähtelyt eivät vaikuta merkittävästi estimoituun vastavääntömomenttiin.

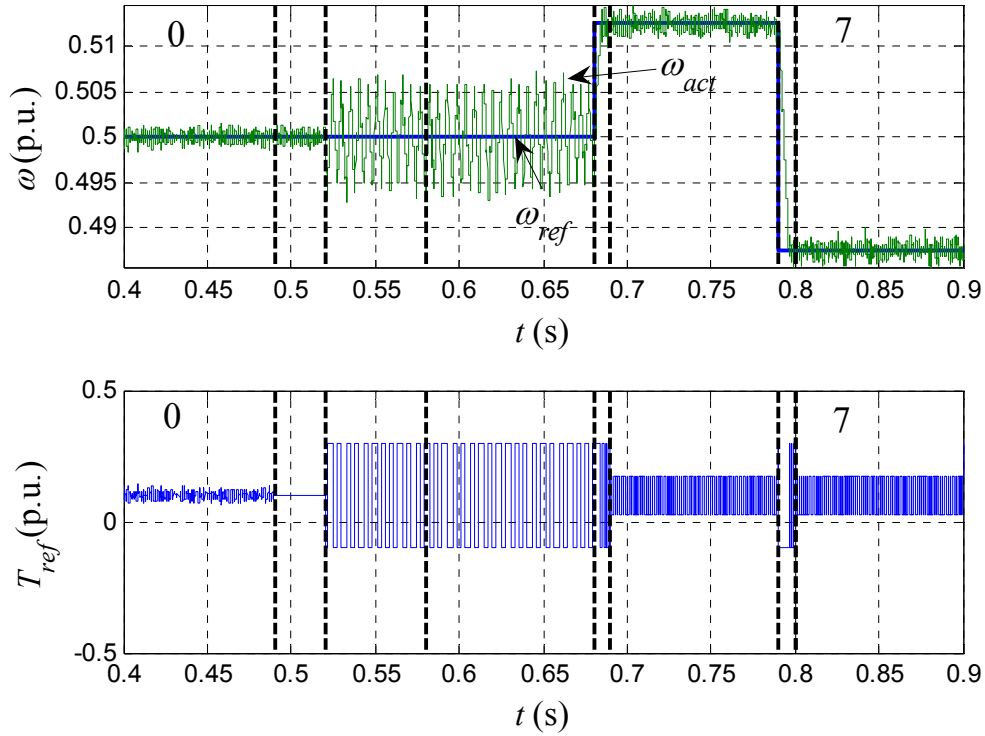
Mittauskohina sisältää pääasiassa korkeataajuisia komponentteja, ja sen taso voidaan selvittää karkeasti suodattamalla mitattua nopeutta ylipäästösuodattimen avulla. Rele-takaisinkytkennässä vaiheiden 2 ja 3 aikana käytettävä releen hystereesi on valittu kaksinkertaiseksi estimoituun mittauskohinan tasoon nähden. Releen amplitudi on käyttäjän vapaasti valittavissa. Staattisen vahvistuksen ja aikavakion estimoinnissa tehdään nopeuden

asetusarvoon poikkeutus, jonka suuruus on viisinkertainen estimoituun mittauskohinan tasoon nähden.

Identifiointiajon vaiheet 2, 4 ja 6 muuttavat käytön toimintatapaa, jolloin vääntömomentin ja nopeuden liukuvissa keskiarvoissa tapahtuu muutoksia. Ajourutiini odottaa näiden muutostilojen vaimentumista, ja varsinainen datan tallennus tapahtuu vasta seuraavassa vaiheessa. Servokäytön simuloitu käyttäytyminen identifioinnin aikana on esitetty kuvassa 5.4. Tässä esimerkkiajossa on käytetty staattisen vahvistuksen estimoinnin aikana pienempää releen amplitudia kuin kriittisen taajuuden ja vahvistuksen määrittämisessä. Identifiointiajon vaiheet 0–7 on erotettu toisistaan pystysuuntaisilla mustilla katkoviivoilla.

Taulukko 5.1 Identifiointiajon kuvaus

Vaihe	Aloitusaika (s)	Identifioitavat suureet	Vääntömomentti-ohje	Vaiheen kuvaus
0	0	vastavääntömomentti ($T_{l,ave}$)	PID-säätimen tuottama ohjaus	vastavääntömomentti selvitetään PID-säätimen ollessa toiminnassa
1	0,49	mittauskohinan taso	$T_{l,ave}$	mittauskohinan taso selvitetään kun käyttö on hetkellisesti ohjattu vakiovääntömomentilla
2	0,52	kriittinen taajuus ja vahvistus	$T_{l,ave} \pm T_{relay}$	reletakaisinkytkentä käynnistetään
3	0,58	kriittinen taajuus ja vahvistus	$T_{l,ave} \pm T_{relay}$	kriittisen taajuuden ja jaksonajan tallennus
4	0,68	staattinen vahvistus	$T_{l,ave} \pm T_{relay}$	käyttö viedään uuteen nopeuspisteeseen
5	0,69	staattinen vahvistus	$T_{l,ave} \pm T_{relay}$	vastavääntömomentin tallennus uudessa nopeuspisteessä
6	0,79	staattinen vahvistus	$T_{l,ave} \pm T_{relay}$	käyttö viedään uuteen nopeuspisteeseen
7	0,80	staattinen vahvistus	$T_{l,ave} \pm T_{relay}$	vastavääntömomentin tallennus uudessa nopeuspisteessä
8	0,90	PID-säätimen viritys	$T_{l,ave} \pm T_{relay}$	prosessimallin muodostus ja PID-säätimen virittäminen



Kuva 5.4 Identifiointiajon kulku Parvex NX310EUPR7001 -moottorilla

Simuloinneissa käytetty identifiointiajo laskee kriittisen vahvistuksen ja jaksonajan usean mitatun jakson keskiarvona, jolloin mittauskohinan vaikutus parametriestimaatteihin pienenee. Myös toimintapisteessä vaikuttava vastavääntömomentti lasketaan rekursiivisen keskiarvon avulla staattista vahvistusta määritettäessä.

5.3 Kiihtyvyyden kompensoinnin virittäminen

Onnistunut kiihtyvyyden kompensointi edellyttää moottorin akselille redusoidun kokonaishitausmomentin tuntemista. Hitausmomentti voidaan laskea liikeyhtälön (2.6) avulla, kun moottori ja sen akselille kytketty mekaniikka ovat hidastuvassa liikkeessä (Luomi 2008). Vaihtoehtoisesti hitausmomentti voidaan määrittää prosessin staattisen vahvistuksen ja kohdassa 4.3 esitetyn aikavakion lausekkeen avulla, jos nämä parametrit tunnetaan riittävällä tarkkuudella. Mekaanisen järjestelmän kokonaishitausmomentin approksimaatio saadaan merkitsemällä prosessin taajuusfunktiota (4.13) vastaava siirtofunktio yhtä suureksi moottorin mekaniikan siirtofunktion (3.20) kanssa:

$$G(s) = \frac{K}{s\tau + 1} = \frac{1}{s\hat{J} + \hat{B}}, \quad (5.1)$$

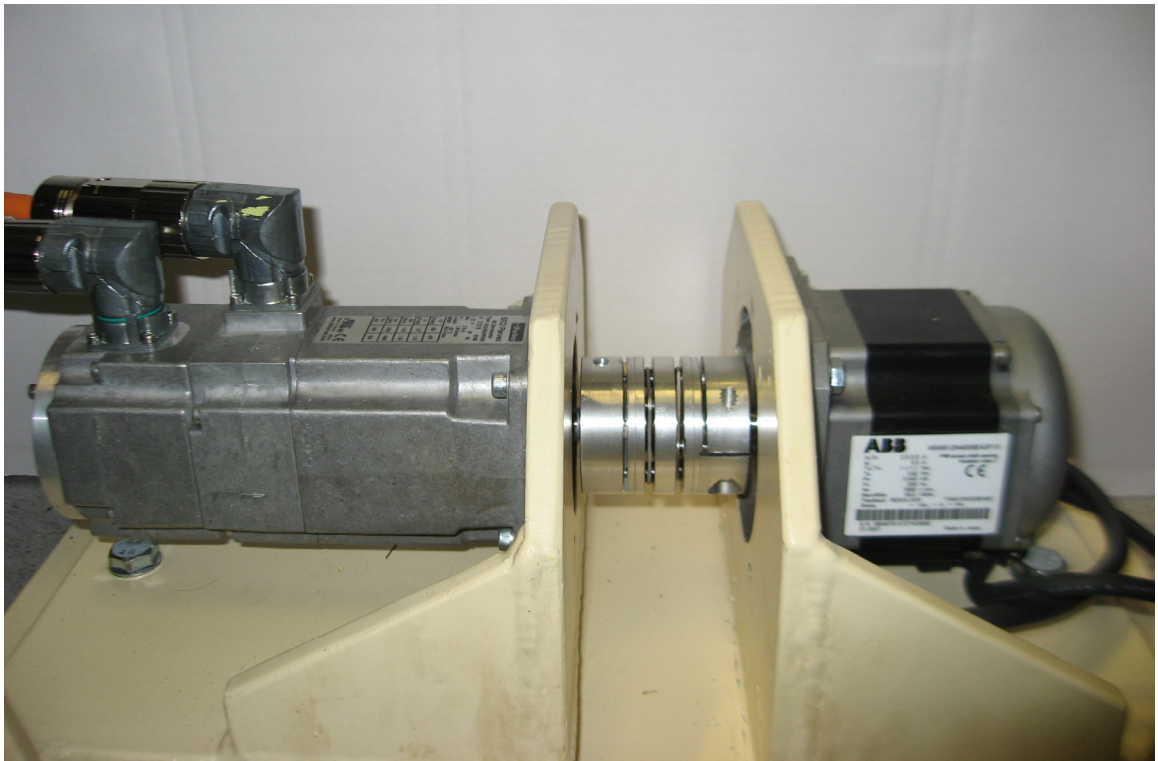
mistä saadaan kokonaishitausmomentin parametriestimaatti

$$\hat{J} = \frac{\tau}{K} = \frac{\sqrt{(K_u K)^2 - 1}}{\omega_u K}. \quad (5.2)$$

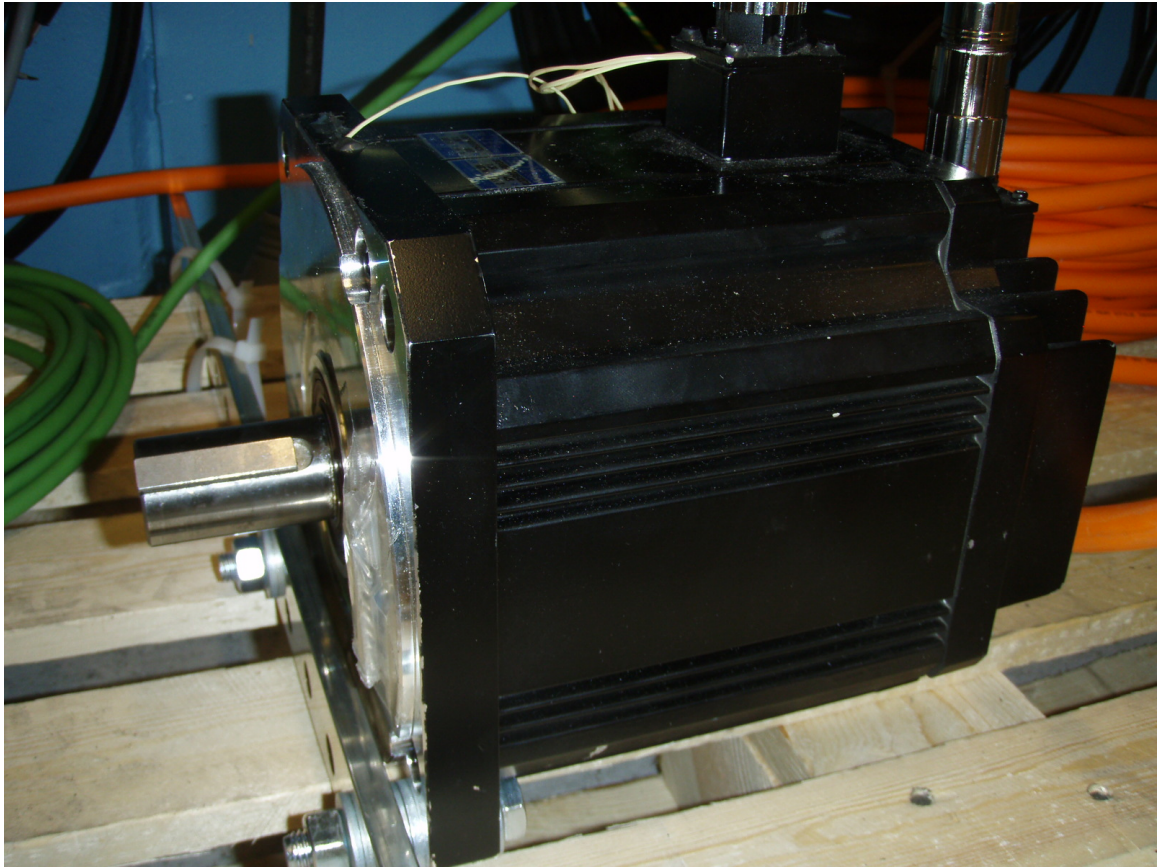
Estimoidun kokonaishitausmomentin tarkkuuteen vaikuttaa ennen kaikkea se, miten hyvin ensimmäisen kertaluvun mallirakenne kuvaa identifioitavaa prosessia tarkasteltavalla taajuuskaistalla ja toisaalta myös staattisen vahvistuksen ja aikavakion tarkkuus. Jos nopeuden mittauksessa käytetään kohinan takia alipäästösuodatusta, nostaa se identifioitavan järjestelmän kertalukua ja tekee takaisinkytketystä järjestelmästä hitaamman. Alipäästösuodatus kasvattaa myös identifioitua kriittistä jaksonaikaa ja tekee kokonaishitausmomentin parametriestimaatista todellista suuremman.

6 Simuloinnit ja mittaukset

Tässä osuudessa on pyritty varmistamaan automaattisen virityksen toimivuus simulointien ja servomootoreilla tehtävien mittauksien avulla. Mittaukset on suoritettu kahdella hyvin erilaisella servomootorilla. Kuvassa 6.1 esitetty mittauslaitteisto 1 koostuu kahdesta kestopagnetoidusta tahtikoneesta (PMSM) jotka on yhdistetty toisiinsa jäykällä kytkimellä. Mittauslaitteistossa on käyttävän moottorin akselilla noin kolminkertainen kokonaishitausmomentti moottorin omaan hitausmomenttiin nähden. Tämän mittauslaitteiston nopeuden takaisinkytkentänä on 1024 sini- ja kosinijaksoa tuottava absoluuttienkooderi Hiperface-protokollalla. Mittauslaitteiston 2 (kuva 6.2) moottorin nimellisteho on noin kymmenkertainen laitteiston 1 moottorin nimellistehoon nähden. Tällä laitteistolla ei ole moottorin hitausmomentin lisäksi muuta hitausmomenttia moottorin akselilla. Mittauslaitteiston 2 nopeuden takaisinkytkentänä on kaksinapainen resolveri. Mittauslaitteiston tekniset tiedot on koottu taulukkoon 6.1. Simuloinneissa käytetty moottorimalli on muodostettu mittauslaitteiston 1 käyttävän moottorin kilpiarvojen ja moottorilla tehtyjen sähköisten mittausten pohjalta. Moottorin kuormamalliksi on valittu nopeuteen verrannollinen kitkakomponentti.



Kuva 6.1 Mittauslaitteisto 1: Parvex NX310EUPR7001 -moottori (vasemmalla)



Kuva 6.2 Mittauslaitteisto 2: Tamagawa MS4889N4008E42C10 -moottori

Huonomman nopeustakaisinkytkennän vuoksi mittauslaitteistolla 2 joudutaan käyttämään nopeuden mittauksen alipäästösuodatustusta. Mittauksissa käytetyn suodattimen aikavakio on 2 ms. Mittauslaitteiston 1 nopeussäätö toimii hyvin ilman nopeuden mittauksen suodatusta, jolloin mitattua nopeutta on käytetty sellaisenaan nopeussäädössä ja nopeussäädön virittävässä identifiointiajossa.

Simuloinneissa on pyritty tutkimaan reletakaisinkytkennän toimintaa suurilla releen amplitudeilla, koska parametriestimaattien vaihtelu ajan suhteen on tällöin suurta. Simulointien perusteella pyritään valitsemaan sellainen analysointiaika, joka on riittävä luotettavien parametriestimaattien muodostamiseen. Mittauksissa on puolestaan pyritty identifioimaan prosessia mahdollisimman pienillä releen amplitudeilla, jolloin käyttöä häiritään mahdollisimman vähän. Tämä on hankalin tilanne identifioinnin kannalta, koska pienillä herätteillä mittauskohina vaikuttaa suuresti saatuihin parametriestimaatteihin ja siten PI-säätimen viretykseen. Mittauksissa ei myöskään selvitetä mittauskohinan tasoa, vaan se valitaan käsin ja tuloksia tarkastellaan tämän parametrin suhteen.

Taulukko 6.1 Mittauslaitteistojen tekniset tiedot

Käyttävä moottori	Mittauslaitteisto 1	Mittauslaitteisto 2
merkki ja malli	Parvex NX310EUPR7001	Tamagawa MS4889N4008E42C10
nimellinen pyörimisnopeus, n [rpm]	4000	2000
nimellinen teho, P_n [kW]	0,69	7,5
nimellinen jännite, U_n [V]	355,6	212,9
nimellinen virta, I_n [A]	1,2	20,9
nimellinen taajuus, f_n [Hz]	333,3	133,3
vääntömomentti nimellisasteessa, T_n [Nm]	1,65	35,8
napaparien lukumäärä, p	5	4
moottorin akselille redusoitu hitausmomentti, J [10^{-4} kgm ²]	1,94	57,0
roottorin hitausmomentti suhteessa kokonaishitausmomenttiin	0,407	1
Käytetty nopeusmittausanturi		
anturin tyyppi	absoluuttienkooderi, Hiperface protokolla	2 napainen resolveri, 10 kHz:n herätetaajuudella
pulssiluku (sini/kosinipulsseja kierroksella)	1024	1
paikkoja/kierros	4096 (12 bit)	-
kierroksien maksimimäärä	32768 (15 bit)	-

6.1 PI-säätimen viritys reletakaisinkytkennän avulla: simuloinnit

Nopeussäädön automaattisen virituksen onnistumiseen vaikuttaa estimoitujen malliparametrien tarkkuus ja käytetty viritysmenetelmä. Nopeussäädön virituksen edellyttämän identifiointiajon toistettavuutta on testattu useilla simuloinneilla, joissa on tarkasteltu erityisesti malliparametrien estimaattien hajontaa. Otoksoon suuruus simuloinneissa on $n = 100$ ja mittauksissa $n = 5$. Simuloimalla suoritettujen identifiointiajon tulokset ovat taulukossa 6.2. Prosessin aikavakio on ainoa suure, jota ei identifioida suoraan, ja sen tarkkuuteen vaikuttaa muiden parametriestimaattien tarkkuus. Tämä aiheuttaa aikavakiolle muita parametriestimaatteja suuremman suhteellisen hajonnan. Simuloinneissa käytetty prosessin staattinen vahvistus saadaan laskettua prosessin siirtofunktiosta loppuarvototeoreeman avulla

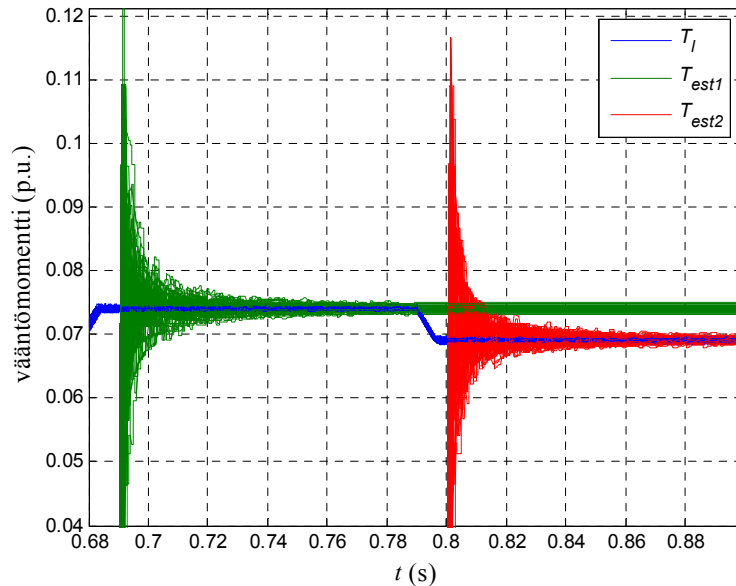
$$K = \frac{1}{b_1} \approx 1269,3 \frac{1}{\text{Nm}}, \quad (6.1)$$

missä b_1 on moottorin kulmanopeuteen verrannollinen vastavääntömomentti.

Staattisen vahvistuksen määrittämisessä selvitetään nopeuteen verrannollinen vastavääntömomentti kahdessa eri toimintapisteessä. Kuvassa 6.3 on esitetty staattisen vahvistuksen laskennassa käytetyn vastavääntömomentin estimaatit T_{est1} ja T_{est2} ja todellinen vastavääntömomentti T_l ajan funktiona. Kuva on histogrammi, johon on piirretty päällekkäin sadan simulaation tulokset, kun relelähdön amplitudi on 10 % nimellisvääntömomentistä. Vastavääntömomentti lasketaan keskiarvoistamalla DTC:lle annettua vääntömomenttiohjetta.

Taulukko 6.2 Identifiointiajon tulokset Parvex NX310EUPR7001 -moottorilla (simulointi), $n = 100$

identifioitava suure	keskiarvo	mediaani	otoskeskihajonta	otoskeskihajonta / keskiarvo
kriittinen taajuus, f_u	199,6	197,7	14,3	0,071
kriittinen vahvistus, K_u	0,324	0,322	0,026	0,082
staattinen vahvistus, K	1269,0	1256,0	102,6	0,081
aikavakio, τ	0,328	0,324	0,033	0,102



Kuva 6.3 Staattisen vahvistuksen määrittämisessä käytetyt vastavääntömomentin parametriestimaatit T_{est1} ja T_{est2} ajan funktiona

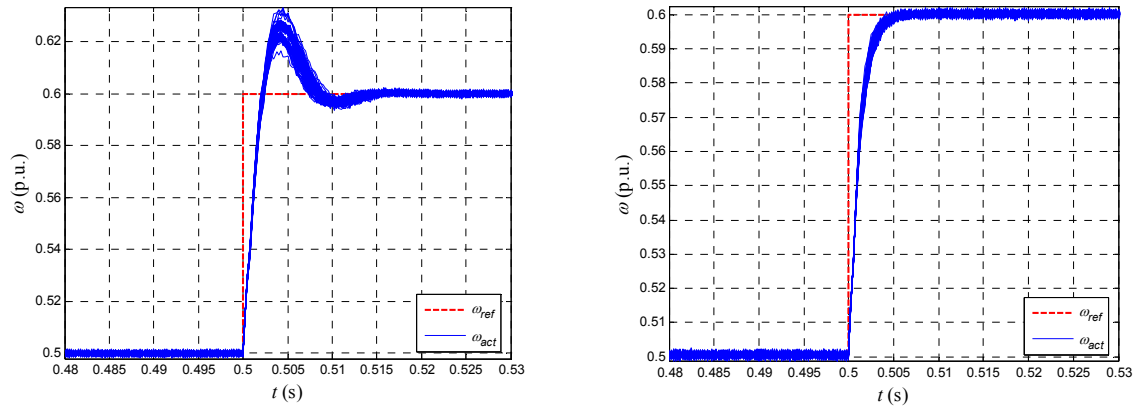
Kun vastavääntömomentin laskennassa käytettävä aika lähenee sataa millisekuntia, ei estimaattien hajonta muutu merkittävästi. Vääntömomentin estimaatti konvergoituu nopeammin tietyn rajan sisäpuolelle, jos staattisen vahvistuksen määrittämisen aikana käytetään pienempää releen amplitudia. Toisaalta amplitudin pienentäminen tekee reletakaisinkytken herkemäksi identifioinnin aikana tapahtuville kuormitushäiriöille. Simuloinneissa on keskitytty tarkastelemaan parametriestimaattien tarkkuutta suurilla releen amplitudeilla, mitä voidaan pitää analysoinnin kannalta pahimpana tilanteena.

Prosessin estimoitujen malliparametrien keskiarvoista (ks. taulukko 6.2) lasketut PI-säätimen viritykset on koottu taulukkoon 6.3. Ziegler-Nichols menetelmän ehdottama integrointiaika lasketaan suhteessa identifioituun kriittiseen jaksonaikaan, jonka suuruuteen vaikuttaa dominoivasti vääntömomentinsäädön dynamiikka. IMC-suunnittelussa puolestaan muodostetaan prosessia matalilla taajuuksilla paremmin kuvaava ensimmäisen kertaluvun malli, jossa prosessimallin aikavakioon vaikuttaa hitausmomentti ja nopeuteen verrannollinen kitkamomentti. Nämä kaksi viritystapaa tuottavat siten hyvin erilaisia PI-säätimen viritysparametreja. IMC-virityksessä saatu PI-säätäjän suhdesäätötermi K_p kasvaa voimakkaasti suurille taajuuksille tehtävässä virityksissä, mutta integrointiaika on sidottu prosessin aikavakioon ja on siten vakio viritystaajuudesta riippumatta.

Kuvassa 6.4 a) on simuloitu Ziegler-Nicholsin värähtelyrajakokeen virityskaavojen avulla viritetyn nopeussäätäjän toimintaa askelmaisella herätteellä. Kuvassa 6.4 b) nopeussäätäjä on viritetty IMC-suunnittelun perusteella, kun säädetyin järjestelmän vaadittu kaistanleveys suhteessa kriittiseen taajuuteen on $\alpha = 0.5$. Kuvissa on piirretty päällekkäin sadan simulaation ajo, joissa jokaista askelvastekoetta on edeltänyt säätimen viritys identifiointiajan avulla. Satunnaisen korkeataajuisen mittauskohinan takia nopeussäätäjän viritys on joka ajossa erilainen, mutta IMC:n avulla viritetyn nopeussäätäjän askelvasteeseen sillä ei ole simulointien perusteella kovin suurta vaikutusta. Nopeusohjeen askelmainen muutos on niin suuri, että se aiheuttaa toimilaitteen satureitumisen, ts. DTC ei voi toteuttaa nopeussäätäjän ehdottamaa vääntömomenttia. Toimilaitteen satureituminen vastaa hyvin todellisuutta nopeaan liikkeenohjaukseen tarkoitetuilla servokäytöillä.

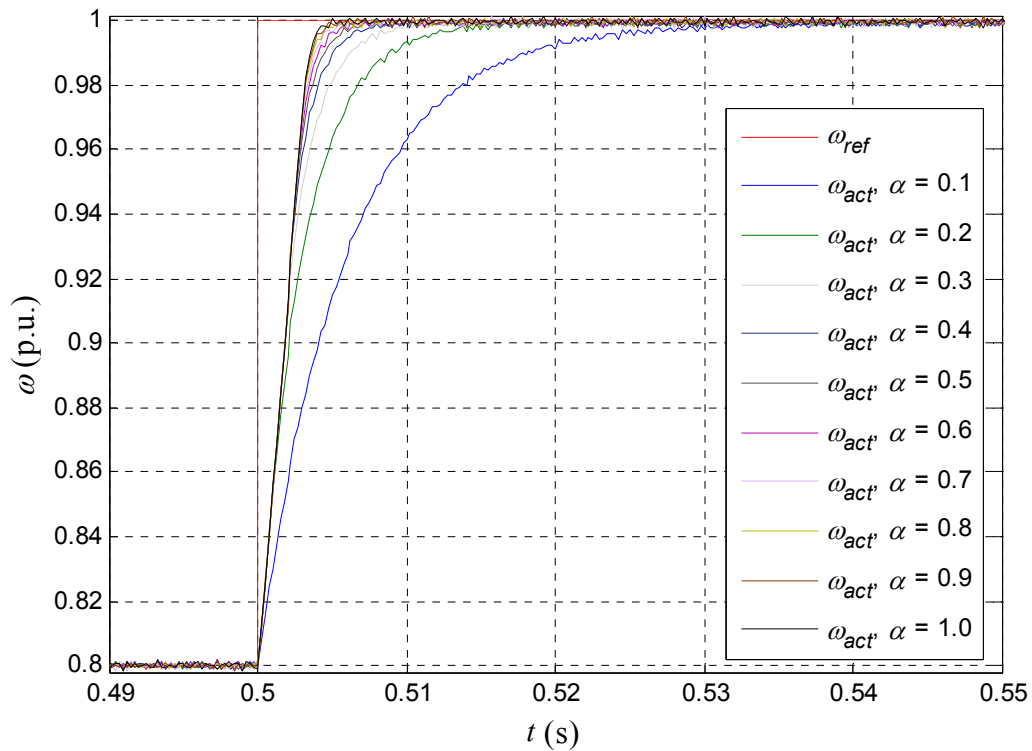
Taulukko 6.3 Simuloinneissa käytetyn PI-säätimen parametrien keskiarvot, $n = 100$

	Ziegler-Nichols	IMC, $\alpha = 0,1$	IMC, $\alpha = 0,5$	IMC, $\alpha = 1,0$
K_p	0,2593	0,0324	0,1622	0,3245
T_i	0,0020	0,3283	0,3283	0,3283



Kuva 6.4 Simuloitu askelvaste a) Ziegler-Nicholsin kaavojen mukaisella PI-säätimen virityksellä b) IMC:n perustuvalla virityksellä kun $\alpha = 0.5$

Kuvassa 6.5 on simuloitu IMC-suunnittelun perusteella saatava askelvaste, kun säädetyn järjestelmän vaadittu kaistanleveys suhteessa kriittiseen taajuuteen on välillä 0,1 – 1,0. Simuloinneissa säätimen viritykseen käytetty prosessimalli, ts. järjestelmän staattisen vahvistuksen ja aikavakion estimaatit, ovat taulukossa 6.2 esitetyt keskiarvot.



Kuva 6.5 Simuloitu askelvaste erilaisilla IMC-suunnittelun kaistanleveysvaatimuksilla

6.2 PI-säätimen viritys reletakaisinkytkennän avulla: mittaukset

Luvun 6 alussa esitettyjä kestopagneettitahtikoneita on ajettu kahdella nykyaikaisella taajuusmuuttajalla. Servokäyttö on mitoitettu siten, että taajuusmuuttaja kykenee ajamaan servomoottoria sen suurimmalla sallitulla hetkellisvirralla. Mittauksissa käytetyssä nopeussäädön identifiointiajossa ajetaan vain taulukon 5.1 vaiheet 0 ja 2 yhdellä kerralla. Simuloinneista poiketen releen hystereesiä ei määritetä automaattisesti, vaan mittauksissa se on valittu etukäteen, ja saatuja tuloksia tarkastellaan tähän parametriin nähden. Mittauksissa käytetty releen amplitudi on kaikissa identifiointiajoissa 3 % nimellisvääntömomentista. Molemmat testilaitteistot kestävät releen amplitudin, jonka suuruus on noin 10 % nimellisvääntömomentista, ilman että moottorit alkavat täristä merkittävästi. Identifiointiajo on suoritettu liitteessä A kuvatun DriveSPC-sovellusohjelman avulla. Mittausdatan analysointi ja PI-säätimen virityksen laskenta on tehty identifiointiajon päätyttyä MATLAB/Simulink-ympäristössä. Lasketut säätimen parametrit on skaalattu käytetyn taajuusmuuttajan lukualueen mukaisesti siten, että taajuusmuuttajan nopeussäädin tuottaa samanlaisella erosuureella saman ohjauksen kuin simuloinneissa käytetty PID-säädin.

Mittaukset Parvex NX310EUPR7001 -moottorilla

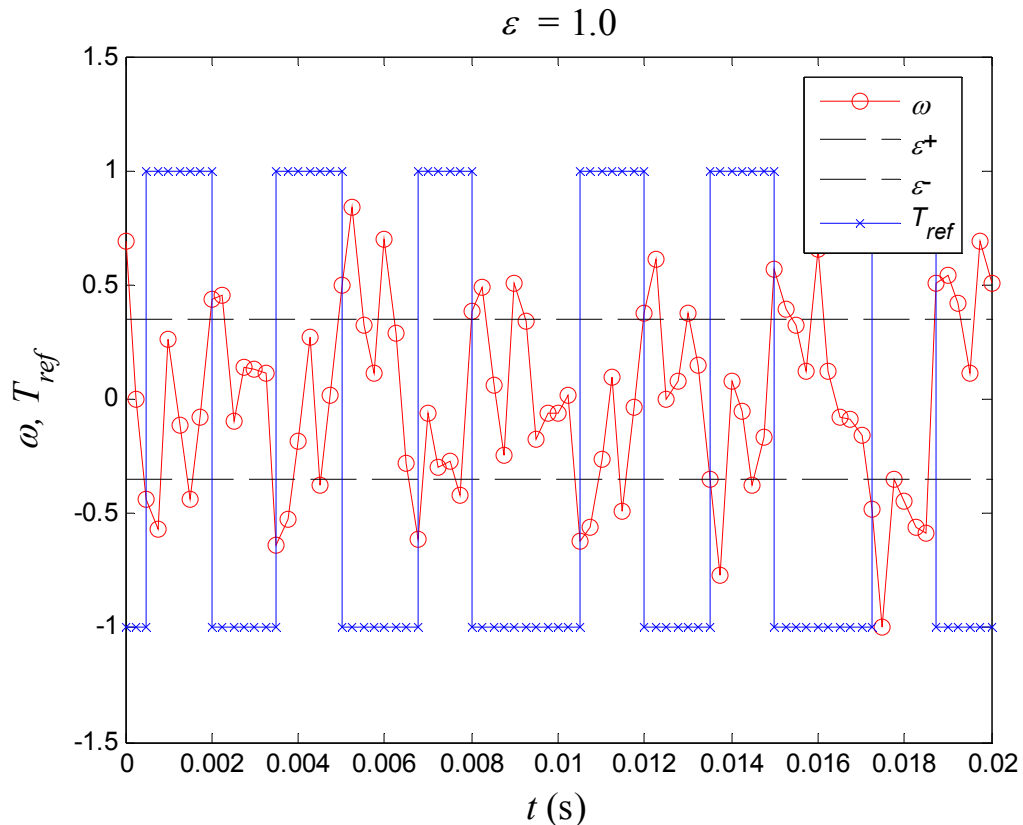
Parvex NX310EUPR7001 -moottorilla suoritettujen identifiointiajojen tulokset ovat taulukossa 6.4. Mitatut malliparametrit eroavat simuloituista arvoista jonkin verran, sillä simulointimalli on approksimaatio todellisesta servokäytöstä. Todellisesta prosessista mitattu kriittinen vahvistus ja kriittinen jaksonaika ovat kuitenkin samaa suuruusluokkaa simuloitujen arvojen kanssa. Erot staattisessa vahvistuksessa johtuvat pääasiassa siitä, että Simulink-mallissa oli valittu nopeuteen verrannollinen kitkamomentti, jonka suuruus on noin kaksinkertainen todelliseen kitkamomenttiin nähden. Lisäksi testeissä käytetyillä moottoreilla esiintyy myös nopeuden neliöön verrannollista kitkamomenttia. Prosessin ensimmäisen kertaluvun mallin aikavakion välillä olevat eroavaisuudet simuloitun ja mitatun arvon välillä johtuvat suurimmaksi osaksi staattisessa vahvistuksessa olevasta erosta.

Identifioinnissa käytetty releen hystereesi vaikuttaa voimakkaasti mittauksissa saadun kriittisen jaksonajan suuruuteen. Liian pieni hystereesi vaikuttaa releen toimintaan siten, että rele vaihtaa tilaa mittauskohinan seurauksena, jolloin identifioitu taajuus on kriittistä taajuutta suurempi. Kriittisen taajuuden estimaatin hajonta on erityisen suuri, kun identifiointi suoritetaan releen hystereesillä $\varepsilon = 0.5$.

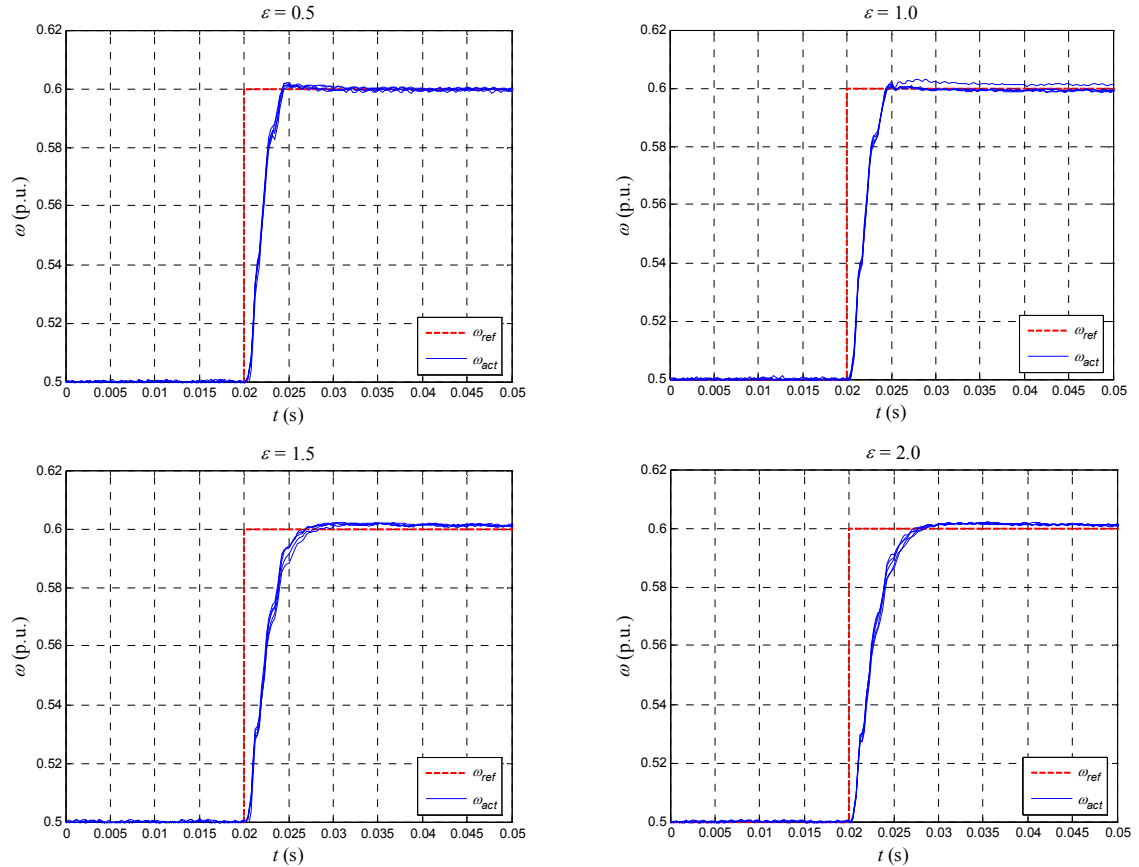
Taulukko 6.4 Identifiointiajon tulokset Parvex NX310EUPR7001 -moottorilla (mittaus), $n = 5$

ε (rpm)	identifioitava suure	keskiarvo	mediaani	otoskeskihajonta	otoskeskihajonta / keskiarvo
0,5	f_u	584,15	552,43	126,17	0,22
	K_u	0,34	0,34	0,02	0,06
1,0	f_u	307,71	300,52	25,17	0,08
	K_u	0,31	0,31	0,01	0,04
1,5	f_u	195,26	199,48	11,75	0,06
	K_u	0,23	0,23	0,02	0,07
2,0	f_u	177,43	175,26	9,01	0,05
	K_u	0,21	0,21	0,01	0,05

Kuvassa 6.6 on esitetty osa Parvex NX310EUPR7001 -moottorin identifiointiajosta, kun identifioitavia suureita ovat kriittinen vahvistus ja jaksonaika. Kuvaan on piirretty mittausdatan maksimiarvojen suhteen normalisoitu kulmanopeus ja vääntömomentti. Havainnollisuuden vuoksi näytteistetty nopeus on yhdistetty suoralla viivalla. Identifiointiajoja vastaavat askelvastekokeet Ziegler-Nicholsin värähtelyrajakokeen mukaisilla PI-säätimen virityksillä ovat kuvissa 6.7 ja 6.8. Kuviin on piirretty päällekkäin viiden mittauksen tulokset.



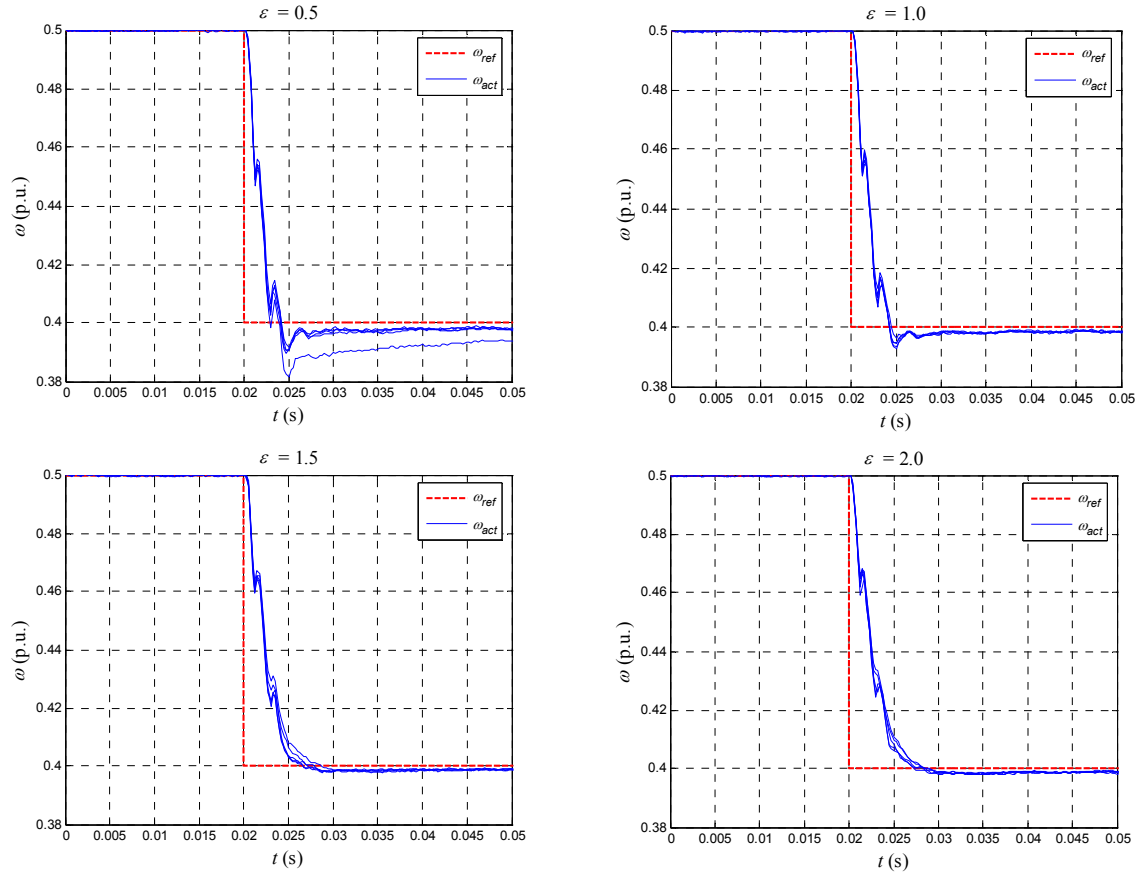
Kuva 6.6 Reletakaisinkytkentä Parvex NX310EUPR7001 -moottorilla.



Kuva 6.7 Mitattu askelvaste Ziegler-Nicholsin mukaisella virityksellä, kun nopeusohjeen muutos on positiivinen

Askelvasteiden perusteella säätöketjussa oleva kuollut aika on likimain yhden näytevälän suuruinen. Tähän aikaan vaikuttaa myös nopeuden mittaauksessa esiintyvä viive. Ajanhetkellä $t = 21,25$ ms tapahtuva kulmakiihtyvyyden voimakas muutos johtuu vääntömomentin rajoituksen loppumisesta, jolloin vääntömomentinsäätö kykenee taas toteuttamaan nopeussäätimen ehdottaman ohjauksen.

Ziegler-Nicholsin värähtelyrajakokeen mukainen viritys on nopea, eikä Parvex NX310EUPR7001 -moottorilla mitattu ylitys ole yhtä suuri kuin simuloitu ylitys. Pienempään ylitykseen vaikuttaa mm. moottorissa esiintyvä nopeuden neliöön verrannollinen kitkakerroin, joka tekee säädetyin järjestelmän dynamiikasta paremmin vaimennetun. Negatiivisella nopeusohjeen askelmaisella muutoksella, ks. kuva 6.8, vasteessa on enemmän ylitystä. Mitattu ja simuloitu säädetyin järjestelmän nousuaika ovat samaa suuruusluokkaa. Automaattisesti viritetyn PI-säätimen arvot ovat myös lähellä käsin tehtävää viritystä silloin, kun viritykseltä halutaan mahdollisimman pieni nousuaika ilman suurta ylitystä vasteessa.



Kuva 6.8 Mitattu askelvaste Ziegler-Nicholsin mukaisella vityksellä, kun nopeusohjeen muutos on negatiivinen

Testilaitteistolla on mahdollista saada hieman automaattista vitystä nopeampi asettumisaika valitsemalla pienempi integrointiaika, jolloin pysyvän tilan poikkeama korjaantuu nopeammin. Testilaitteisto kestä myös jonkin verran suuremman P-osan vahvistuksen ilman, että säätöjärjestelmä muuttuu epästabiiliksi.

Kuvan 6.7 kaikissa askelvasteissa esiintyy värähtelyä, joka alkaa nopeussäätimen palatesa lineaariselle toiminta-alueelle, ts. vääntömomentin rajoituksen poistuttua. Tämän seurauksena nopeussäätäjän tuottama vääntömomenttiohje muuttuu askelmaisesti. Värähtelyn jaksonaika on hyvin lähellä moottorin yhden kierroksen jaksonaikaa jaettuna kuormakoneen napapariluvulla. Tämän havainnon perusteella voisi olettaa värähtelyn aiheutuvan kuormakoneen syklistä vääntömomentin muutoksesta (cogging torque). Kuvan 6.8 perusteella ilmiö on säädetyssä järjestelmässä sitä voimakkaampi, mitä kireämmäksi nopeussäätö on vitytty. Positiivisilla nopeusohjeen muutoksilla, ks. kuva 6.7, värähtelyn amplitudi on pienempi ja se vaimenee nopeasti, sillä nopeuden neliöön verrannollinen kitkamomentti tekee järjestelmästä tehokkaammin vaimennetun.

Säädetyin järjestelmän suorituskykyä voidaan arvioida myös numeerisesti kustannusfunktioiden avulla. IAE-kriteeri (integral of absolute error) on erosuureen aikaintegraali tarkasteltavalta ajanjaksolta, ja ISE (integral of squared error) on erosuureen neliön aikaintegraali (Niiranen 1999). Taulukossa 6.5 on kuvien 6.7 ja 6.8 askelvasteista laskettujen IAE- ja ISE-kriteerien keskiarvot, kun integraali lasketaan 200 ms:n ajalta. Kustannusfunktioiden laskenta on aloitettu 20 ms ennen nopeusohjeeseen tehtävää muutosta, jolloin kustannusfunktion suuruuteen vaikuttaa myös nopeuden staattinen tarkkuus. Tällä tavalla laskettu kustannusfunktio ei ole IEC 61800-4 standardin mukainen, mutta eri releen hystereesillä saadut viritykset ovat keskenään vertailukelpoisia. Tilastollisesti pieni otanta, $n = 5$, estää tekemästä kovin syvällisiä johtopäätöksiä saaduista tuloksista. Taulukon tuloksista voidaan kuitenkin havaita, että releen hystereesillä $\varepsilon = 1,0$ rpm saadaan testilaitteistolla pienin kustannus positiivisella ja negatiivisella nopeusohjeen muutoksella. Tämä hystereesi on noin kaksinkertainen mittauskohinan tasoon nähden.

IMC-suunnittelulla saatavan nopeussäätimen viritys riippuu kriittisen vahvistuksen ja jaksonajan lisäksi myös staattisen vahvistuksen ja aikavakion estimaattien tarkkuudesta. Taulukossa 6.6 on esitetty IMC-virityksen edellyttämien malliparametrien vaihtelu erilaisilla asetusarvoon tehtävillä poikkeutuksilla. Simuloinneista poiketen asetusarvoon joudutaan tekemään oikealla moottorilla verrattain suuria poikkeutuksia ja yhden vaiheen analysointiaikaa on jouduttu kasvattamaan arvosta 100 ms arvoon 400 ms. Myös vääntömomentin keskiarvon laskenta on tahdistettu aloituskohtaan siten, että vääntömomentti lasketaan analyysin aikana vain moottorin pyörähtämien täysien kierroksien matkalta. Näillä menetelmillä voidaan merkittävästi pienentää mittauskohinan ja syklisen vääntömomentin vaihtelun vaikutusta parametriestimaattien tarkkuuteen.

Taulukko 6.5 ISE- ja IAE-kustannusfunktioiden keskiarvot askelvastekokeissa

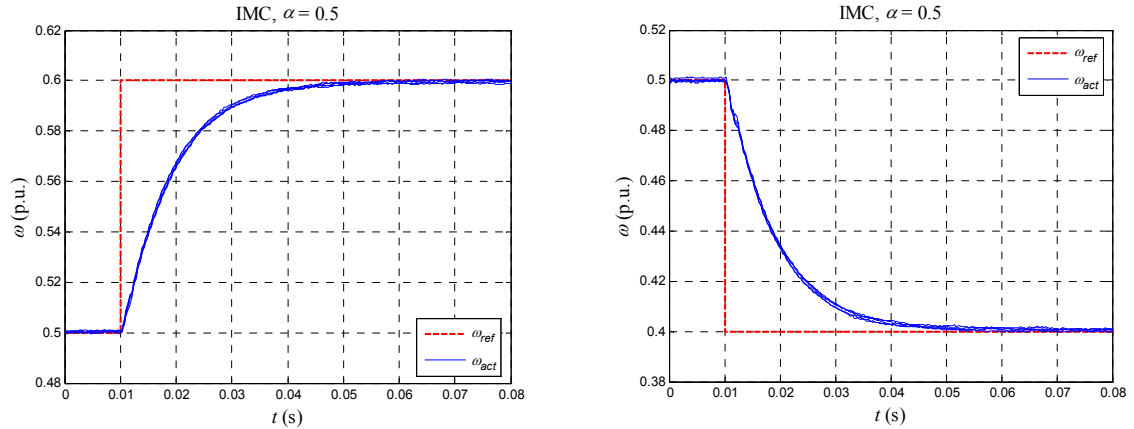
ε (rpm)	Positiivinen muutos nopeusohjeessa		Negatiivinen muutos nopeusohjeessa	
	IAE (rpm)	ISE (rpm)	IAE (rpm)	ISE (rpm)
0,5	1,41	258,42	1,64	217,32
1,0	1,26	247,99	1,38	214,55
1,5	1,96	294,64	1,53	254,81
2,0	1,68	294,24	1,59	268,32

Taulukko 6.6 Identifioitu prosessimalli erilaisilla asetusarvon poikkeutuksilla

Muutos asetusarvossa (rpm)	Identifioitava suure	keskiarvo	mediaani	otoskeskihajonta	otoskeskihajonta / keskiarvo
20	K	1997,3	4683,8	10489,4	5,25
	τ	1,47	1,19	0,92	0,63
	J	$1,04 \cdot 10^{-4}$	$1,74 \cdot 10^{-4}$	$1,57 \cdot 10^{-4}$	1,51
50	K	6600,5	4958,8	3533,7	0,54
	τ	1,17	0,87	0,67	0,58
	J	$1,74 \cdot 10^{-4}$	$1,77 \cdot 10^{-4}$	$1,16 \cdot 10^{-5}$	0,07
100	K	4902,9	5341,0	1126,2	0,23
	τ	0,87	0,98	0,23	0,27
	J	$1,75 \cdot 10^{-4}$	$1,79 \cdot 10^{-4}$	$8,83 \cdot 10^{-6}$	0,05
200	K	4728,5	5071,1	1133,0	0,24
	τ	0,83	0,88	0,20	0,25
	J	$1,76 \cdot 10^{-4}$	$1,77 \cdot 10^{-4}$	$4,58 \cdot 10^{-6}$	0,03

Taulukon 6.6 hitausmomentit on laskettu jakamalla prosessin aikavakio staattisella vahvistuksella yhtälön (5.2) mukaisesti. Käytetyn testilaitteiston yhteenlaskettu hitausmomentti on valmistajien julkaisemien datalehtien perusteella $J = 1,94 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$. Etenkin estimoidun hitausmomentin hajonta pienenee merkittävästi asetusarvoon tehtävän poikkeutuksen kasvaessa. Poikkeutuksen suuruudesta riippumatta kaikki hitausmomentin parametriestimaatit ovat harhaisia, mutta silti varsin lähellä todellista arvoa.

IMC-suunnittelulla saatu askelvaste positiivisella ja negatiivisella nopeusohjeenmuutoksella on esitetty kuvassa 6.9. Nopeussäätimen identifiointiajossa on käytetty releen hystereesiä $\varepsilon = 1,0 \text{ rpm}$, ja staattisen vahvistuksen määrittämisessä nopeuden asetusarvoon tehtävä muutos on 50 rpm. IMC-suunnittelulla saatava säädetyn järjestelmän toiminta ei ole hyvä, sillä prosessin estimoituun aikavakioon sidottu PI-säätimen integrointiaika on hyvin suuri. Tämän seurauksena säätöjärjestelmä on lähes P-tyyppinen ja säädetyn järjestelmän vaste kuormitushäiriöihin on hidas. Jos ohjearvoon tehdään suuria askelia, on järjestelmän asettumisaika huomattavasti kuvan 6.9 aikaa suurempi hitaan integroinnin seurauksena. IMC-menetelmä ei siten selvästikään sovellu servokäytön nopeussäädön viritykseen, jos säädettävän prosessin aikavakio on suuri.



Kuva 6.9 Mitatut askelvasteet IMC-suunnittelulla saatavalla virityksellä

Mittaukset Tamagawa MS4889N4008E42C10 -moottorilla

Mittauslaitteistolla 2 suoritetun nopeussäädön identifiointiajon tulokset on koottu taulukoon 6.7. Tällä testilaitteistolla identifioitu kriittinen taajuus on huomattavasti mittauslaitteistolla 1 identifioitua taajuutta pienempi. Tähän vaikuttaa erityisesti nopeuden mittauksessa käytetty alipäästösuodatus, mikä tekee reletakaisinkytkennän avulla säädetystä järjestelmästä hitaamman. Takaisinkytketyn järjestelmän hitaus on PI-säätimen virittämisen kannalta toivottu asia, sillä identifioitu prosessimalli ja sen mukaan viritetty säätöjärjestelmä ottaa tällöin huomioon myös nopeuden mittauksen suodatuksen vaikutuksen säädetyn järjestelmän toimintaan. Prosessin ensimmäisen kertaluvun mallin muodostamista varten estimoitu staattinen vahvistus ja aikavakio sekä näistä suureista laskettu hitausmomentti ovat taulukossa 6.8. Valmistajan ilmoittama hitausmomentti kyseiselle moottorille on $J = 57,0 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$. Vaikka hitausmomentin parametriestimaatin hajonta on melko pieni, poikkeaa parametriestimaatin keskiarvo huomattavasti hitausmomentin todellisesta arvosta.

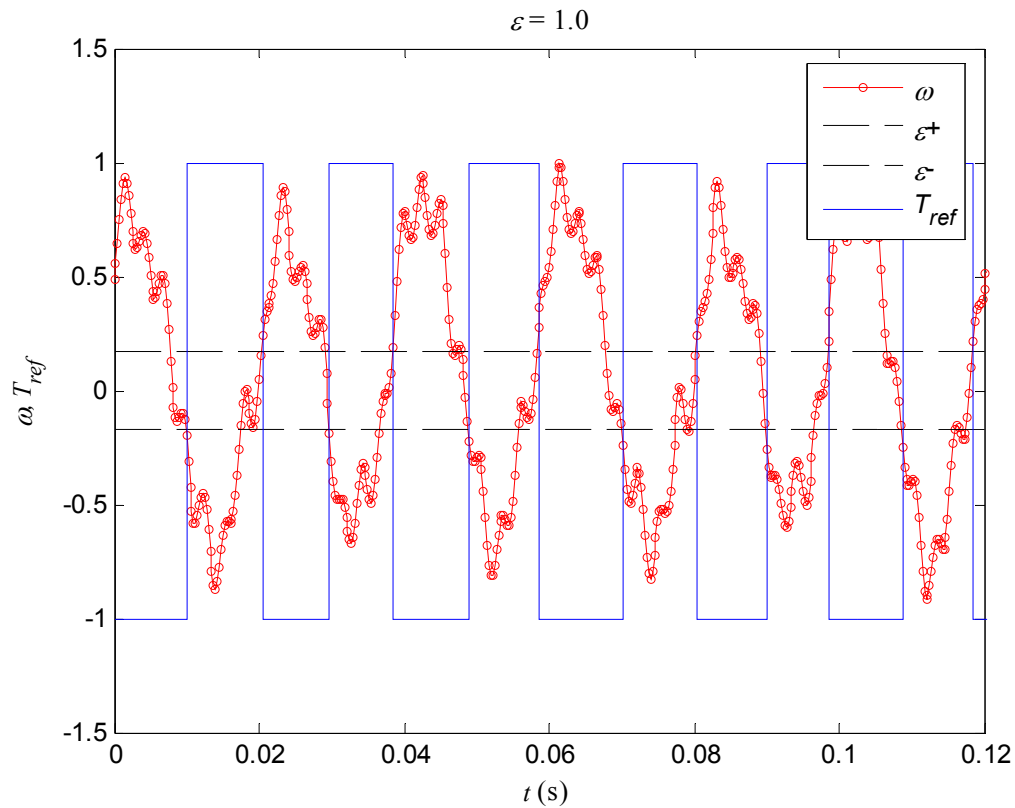
Taulukko 6.7 Identifiointiajon tulokset Tamagawa MS4889N4008E42C10 -moottorilla (mittaus), $n = 5$

ε (rpm)	identifioitava suure	keskiarvo	mediaani	otoskeskihajonta	otoskeskihajonta / keskiarvo
0,5	f_u	76,63	77,56	5,37	0,07
	K_u	3,75	3,86	0,27	0,07
1,0	f_u	66,25	67,34	3,09	0,05
	K_u	2,89	2,86	0,20	0,07
1,5	f_u	57,65	57,31	1,92	0,03
	K_u	2,50	2,46	0,15	0,06
2,0	f_u	56,61	56,54	2,77	0,05
	K_u	2,34	2,36	0,10	0,04

Taulukko 6.8 Identifioitu prosessimalli

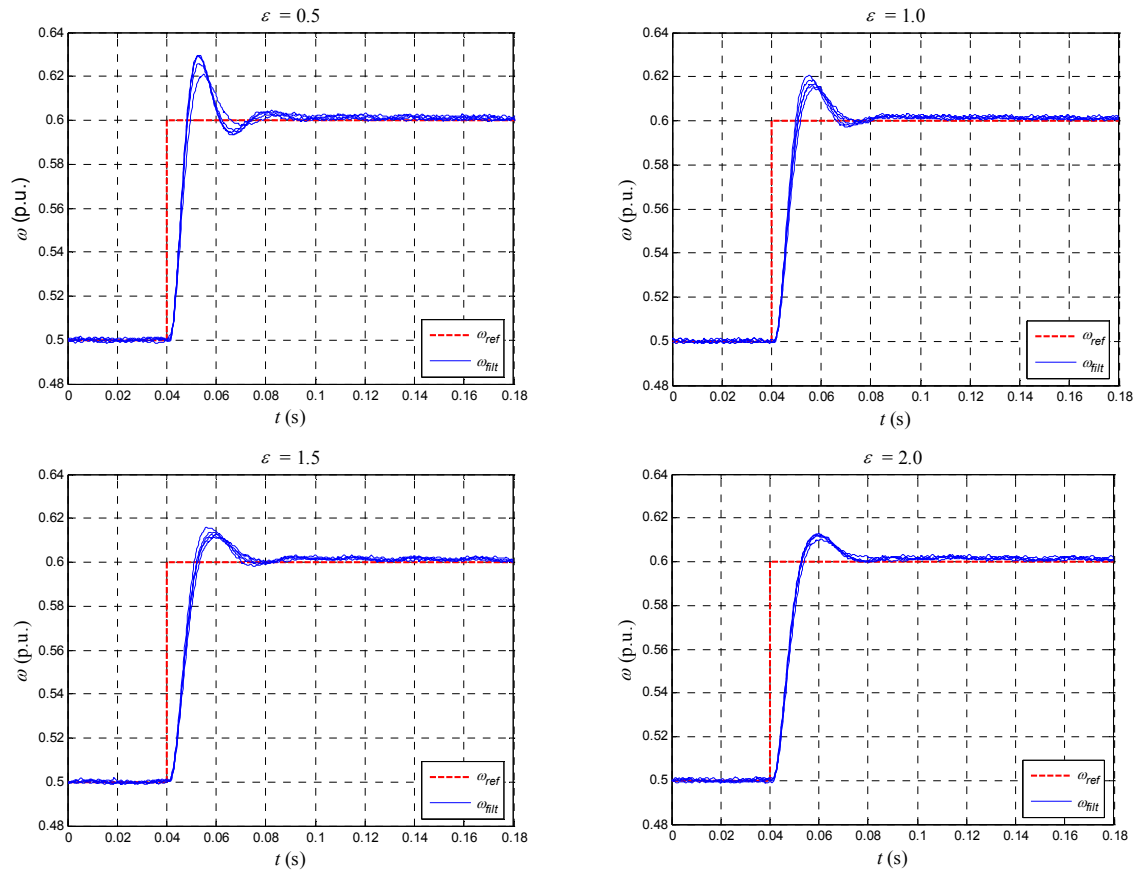
muutos ase- tusarvossa (rpm)	identifioitava suure	keskiarvo	mediaani	otoskeski- hajonta	otoskeski- hajonta / keskiarvo
50	K	349,5	355,2	115,0	0,33
	τ	2,96	3,05	0,95	0,32
	J	$84,89 \cdot 10^{-4}$	$85,02 \cdot 10^{-4}$	$1,35 \cdot 10^{-4}$	0,016

Kuvassa 6.10 on esitetty osa Tamagawa MS4889 -moottorin identifiointiajasta, jossa identifioidaan kriittinen vahvistus ja jaksonaika. Kuvaan on piirretty mittausdatan maksimi- ja minimiarvojen suhteen normalisoitu kulmanopeus ja vääntömomentti. Kuvaan piirretty kulmanopeus on suodatettu arvo, ja havainnollisuuden vuoksi mittauspisteet on yhdistetty toisiinsa suoralla viivalla. 180° vaihesiirto näkyy kuvassa selvemmin kuin ilman nopeuden mittauksen suodatusta tehdyllä Parvex-moottorin identifiointiajolla. Suodattamattomassa nopeussignaalin esiintyvä mittauskohinan amplitudi on reilusti yli releen hystereesin. Mittauskohinaan nähden pieni releen hystereesi on kuitenkin sopiva, kun rele-takaisinkytkennässä käytetään erosuureen muodostuksessa suodatettua nopeuden oloarvoa.



Kuva 6.10 Reletakaisinkytkentä Tamagawa MS4889 -moottorilla

Nopeussäädön identifiointiajon perusteella viritetyn PI-säätimen suorituskykyä on arvioitu kuvan 6.11 askelvastekokeiden avulla. Kaikissa askelvasteissa esiintyy nopeuden mittauksen suodatukselta johtuen suurempaa ylitystä kuin aikaisemmin mittaustilanteissa 1 tehdyissä askelvastekokeissa. Alipäästösuodatus tekee säädetyin järjestelmän selvästi alttiimmaksi värähtelylle ja hidastaa sen vastetta sekä askelmaisilla nopeudenmuutoksilla että kuormitushäiriöillä. Toisaalta alipäästösuodatus mahdollistaa samanaikaisesti suuremman P-säädön vahvistuksen ja pienemmän ohjauksen sykkeisyyden nopeusohjeen pysyessä muuttumattomana. Nopeussäädön viritys on järkevä, ja se vastaa hyvin käsin tehtävää viritystä silloin, kun säädetyltä järjestelmältä halutaan hyvä nopeus ilman suurta ylitystä.



Kuva 6.11 Mitattu askelvaste Ziegler-Nicholsin mukaisella virityksellä, kun nopeusohjeen muutos on positiivinen

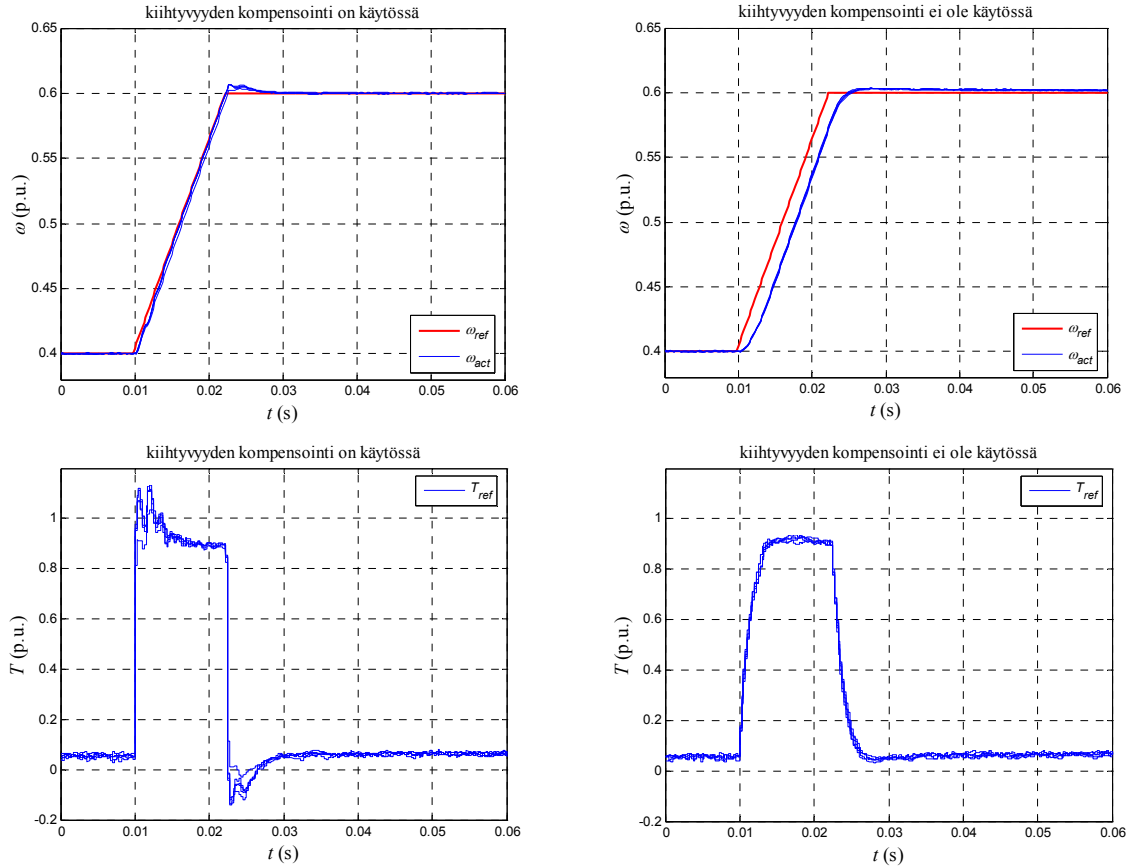
Yhteenveto kokeellisista mittauksista

Tässä kohdassa tutkittiin IMC-suunnittelun ja Ziegler-Nicholsin virityskaavoihin perustuvan virityksen toimintaa, kun prosessimalli identifioidaan reletakaisinkytkennän avulla. Mittauslaitteistoilla 1 ja 2 saatava Ziegler-Nicholsin kaavoihin perustuva automaattinen viritys on hyvä siitä huolimatta, että virityskaavojen toimintaa kuvaava kriittisen vahvistuksen ja staattisen vahvistuksen tulo on molemmilla mittauslaitteistoilla huomattavasti suurempi kuin kohdassa 4.1 määritetty arvo (2–20). Hyvään vasteeseen vaikuttaa osaltaan erittäin pieni kuolleen ajan ja prosessin aikavakion suhde. IMC-suunnittelulla saatava nopeussäätimen integrointi on hidas suuresta prosessin aikavakiosta johtuen. Menetelmä ei sovellu hitaan integroinnin takia mittauslaitteiston kaltaisen servokäytön automaattiseen viritykseen.

6.3 Kiihtyvyyden kompensoinnin viritys: mittaukset

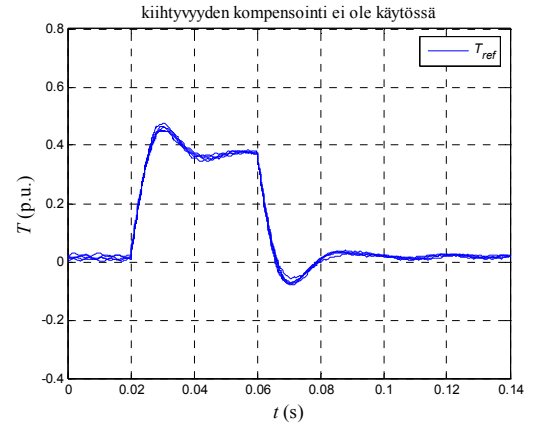
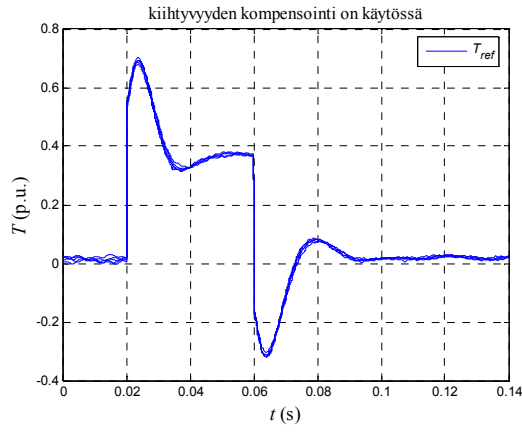
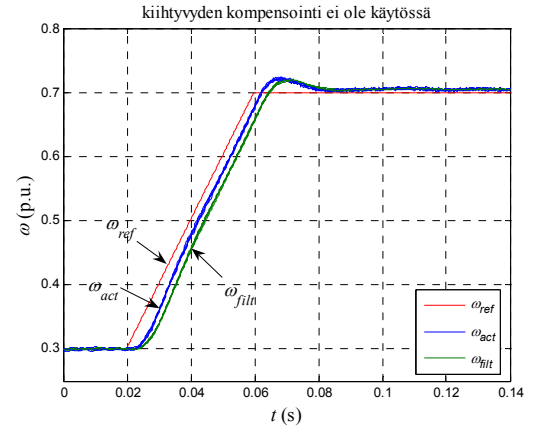
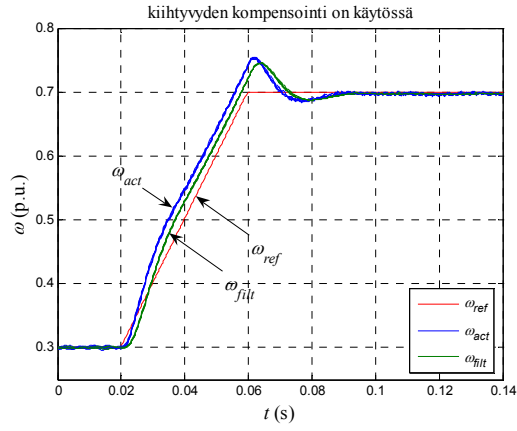
Nopeusohjeen derivaatan myötäkytkennällä voidaan parantaa servokäytön nopeussäädön vastetta trajektoriseurannassa. Kuvassa 6.12 on esitetty mittauslaitteiston 1 vaste trapetsimaiseen nopeusohjeeseen, kun PI-tyyppinen nopeussäädin ja kiihtyvyyden kompensointi on viritetty automaattisesti nopeussäädön identifiointiajon perusteella. Identifiointiajossa käytetty releen hystereesi on 1,0 rpm ja nopeusohjeeseen tehtävä poikkeutus on 50 rpm. Vastavääntömomentin määrittämiseen käytettävä mittausaika on ollut 400 ms vaiheissa 5 ja 7, ja vääntömomentin estimaatti on laskettu moottorin pyörähtämien täysien kierroksien matkalta. Virityksessä on käytetty jo aikaisemmin IMC-virityksen yhteydessä identifioitua prosessimallia, ks. taulukot 6.6 (mittauslaitteisto 1) ja 6.8 (mittauslaitteisto 2). Kiihtyvyyden kompensoinnin avulla järjestelmä seuraa tarkemmin nopeusohjetta, eikä vasteessa esiinny pysyvän tilan poikkeamaa ohjearvon muuttuessa. Kiihtyvyyden kompensointi muuttaa nopeasti säätöjärjestelmän tuottamaa vääntömomenttiohjetta, mikä voi olla ongelmallista joillakin prosesseilla. Vasteessa esiintyvä pieni ylitys johtuu pääasiassa säätöjärjestelmässä esiintyvistä kuolleista ajasta.

Mittauslaitteiston 1 kiihtyvyyden kompensoinnin virityksessä käytetty hitausmomentin parametriestimaatti on n. 10 % todellista arvoa pienempi, joten ohjearvon kulmakiihtyvyys on hieman alikompensoitu. Lähteen Anon (2008a) mukaan taajuusmuuttajan kiihtyvyyden kompensointi tulisi virittää siten, että viritysparametrima toimiva erosuureen derivointiaika on 50–100 % sähkömekaanisesta aikavakiosta. Tämä vaatimus täyttyy mittauslaitteistolla 1 tehdyssä kiihtyvyyden kompensoinnin automaattisessa virityksessä.



Kuva 6.12 Järjestelmän vaste trajektoriseurannassa (mittauslaitteisto 1)

Mittauslaitteistolla 2 tehdyssä trajektoriseurannassa (kuva 6.13) hitausmomentin parametristimaatti on n. 49 % todellista arvoa suurempi ja ohjearvon kulmakiihtyvyys on selvästi ylikompensoitu. Kun suodatetun nopeuden oloarvon perusteella ohjaussuurensa muodostava PI-säädin toimii ylikompensoidun kulmakiihtyvyyden rinnalla, on nopeuden oloarvon vaihe ohjearvoa edellä. Ylikompensoidun myötäkytkennän avulla säädetyn järjestelmän vasteessa esiintyvä ylitys on suurempi kuin pelkällä takaisinkytketyllä säätimellä. Ylitys on vieläkin suurempi nopeammilla ohjearvon muutoksilla, eikä automaattinen kiihtyvyyden myötäkytkennän viritys tuota parannusta säädön tarkkuuteen tällä mittauslaitteistolla.



Kuva 6.13 Järjestelmän vaste trajektoriseurannassa (mittauslaitteisto 2)

7 Yhteenveto ja johtopäätökset

Työssä pyrittiin kehittämään servokäytön nopeussäädön automaattinen viritysalgoritmi, jonka avulla käytetty säätörakenne kyetään virittämään ilman käyttäjältä vaadittavaa säätötekniistä asiantuntemusta. Viritettäväksi säätörakenteeksi valittiin sähkökäytöissä yleisesti käytetty takaisinkytketyn PI-säätimen ja kiihtyvyysohjeen myötäkytkennän (kiihtyvyyden kompensointi) yhdistelmä, joka on epäherkkä kuormitushäiriölle ja jonka vaste on nopea ohjearvossa tapahtuville muutoksille. Säätörakenne pyrittiin virittämään luvussa 5 kuvatus, reletakaisinkytkentään perustuvan nopeussäädön identifiointiajon avulla käyttäen Ziegler-Nicholsin virityskaavoja ja mallipohjaista IMC-suunnittelua.

Automaattisen virityksen edellyttämän identifiointiajon tutkimista ja kehittämistä varten rakennettiin servokäyttöä kuvaava simulointimalli MATLAB/Simulink-ympäristöön. Simulointimalli kykenee kuvaamaan reletakaisinkytkennässä esiintyviä ilmiöitä kohtuullisella tarkkuudella. Reletakaisinkytkennässä identifioidut kriittisen vahvistuksen ja jaksonajan parametrit ja niiden otoskeskihajonnat ovat samaa suuruusluokkaa simuloinneissa ja vastaavalla testilaitteistolla tehdyissä mittauksissa. Suurimmat erot simuloinnin ja mittausten avulla saaduissa prosessimalleissa liittyvät prosessin staattisen vahvistuksen parametriestimaattiin. Näitä eroja selittävät todellisessa servokäytössä olevat, mutta simuloinneissa mallintamatta jääneet asiat, kuten jaksollinen vääntömomentin sykkeisyys ja säätöjärjestelmässä oleva kuollut aika.

Releen avulla tapahtuvan identifioinnin kestoksi valittiin simulointien perusteella 100 ms, mikä osoittautui mittauksissa riittäväksi ajaksi kriittisen vahvistuksen ja jaksonajan luotettavaan määrittämiseen. Sen sijaan staattisen vahvistuksen määrittämisessä yhdessä toimintapisteessä käytettävää analysointiaikaa jouduttiin kasvattamaan arvoon 400 ms ja nopeusohjeeseen tehtävää poikkeutusta täytyi kasvattaa merkittävästi mittauskohinan tasoon nähden. Lisäksi staattisen vahvistuksen määrittämisessä käytettävää momenttiohjetta keskiarvoistettiin vain moottorin pyörähtämien täysien kierroksien ajalta, mikä vähensi merkittävästi vääntömomentin sykkeisyyden vaikutusta parametriestimaatteihin. Mittauksissa käytetty releen amplitudi oli 3 % nimellisvääntömomentista, mitä voidaan pitää systeemin identifioinnin kannalta melko pienenä herätteenä.

Nopeussäädön identifiointiajon aikana esiintyvän korkeataajuisen nopeuden mittauskohinan vaikutusta parametriestimaatteihin kyettiin pienentämään nopeuden alipäästösuodatuksella ja lisäämällä releeseen hystereesiä. Liian suuri releen hystereesi muuttaa takaisinkytketyn järjestelmän toimintaa, jolloin parametrien laskennan edellyttämä 180° vaihesiirto prosessin ohjauksen ja lähdön välillä ei enää toteudu. Jos taas hystereesi on

liian pieni, muuttaa rele tilaansa usein mittauskohinan seurauksena ja siten kriittisen taajuuden estimaatista tulee liian suuri. Kun mitattua nopeutta suodatetaan alipäästösuodattimella, muuttuu takaisinkytketyn järjestelmän toiminta hitaammaksi, jolloin myös kriittisestä taajuudesta tulee matalampi kuin ilman suodatusta. Identifioinnin aikana nopeuden mittauksen alipäästösuodatuksen tulisi vastata nopeussäädön käyttämää suodatusta, jotta reletakaisinkytkentä säätäisi täsmälleen samaa prosessia kuin viritettävä PI-säädin. Mittausten perusteella toimiva ratkaisu on valita releelle kiinteä, noin 1 rpm:n suuruinen hystereesi ja suodattaa mitattua nopeutta vain, jos siinä esiintyy runsaasti kohinaa.

PI-säätimen viritys nopeussäädön identifiointiajon avulla toimi varsin hyvin simuloinneissa ja mittauksissa käytetyllä kahdella hyvin erilaisella servomoottorilla, kun viritys tehtiin Ziegler-Nicholsin virityskaavojen avulla. Säädetyin järjestelmän vaste askelmaisesti muuttuvaan nopeusohjeeseen oli nopea, ja vakionopeudella ajettaessa vääntömomenttiohjeen sykkeisyys oli melko pieni. Ziegler-Nicholsin virityskaavojen tuottamat parametrit olivat myös lähellä käsin tehtävää viritystä silloin, kun säädetyltä järjestelmältä halutaan suuri nopeus ilman merkittävää ylitystä. Sen sijaan IMC-suunnittelu tuottaa takaisinkytketyn säätimen, jonka nopeus perustuu suurimmaksi osaksi P-osan vahvistukseen integrintiosan pysyessä sidottuna prosessin estimoituun aikavakioon. Tällä tavalla suunniteltu säädin on käytännössä pelkkä P-säädin, ja sen vaste kuormitusmuutoksiin on huono. IMC-menetelmän käyttö edellyttää myös tarkkaa prosessin staattisen vahvistuksen määrittämistä, mikä voi olla ongelmallista joissain sovelluksissa. Tutkimukseen valittu IMC-suunnittelu ei siten selvästikään sovellu sähköisen servokäytön nopeussäädön virittämiseen.

Työssä kokeiltiin kiihtyvyyden kompensoinnin automaattista virittämistä paremman traektoriseurannan toivossa. Viritystä varten johdettiin luvussa 5 lauseke moottorin akselille redusoidun kokonaishitausmomentin parametriestimaatille. Tämän lausekkeen ja luvussa 5 kuvatun identifiointiajon avulla voidaan selvittää kokonaishitausmomentti kohtalaisella tarkkuudella, ilman suuria hitausmassaa kiihdyttäviä kokeita. Mittausten perusteella voidaan menetelmällä approksimoida hitausmomenttia varsin tarkasti, jos reletakaisinkytkennässä ei käytetä nopeuden mittauksen alipäästösuodatusta. Nopeuden oloarvon alipäästösuodatus johtaa helposti madaltuneen kriittisen taajuuden kautta liian suureen hitausmomentin parametriestimaattiin, toisin sanoen ylikompensoituun kiihtyvyyden myötäkytkentään. Mittauksissa kiihtyvyyden kompensointi saatiin viritettyä hyvin vain, kun nopeuden mittauksessa ei käytetty suodatusta.

Simulointien ja mittausten perusteella reletakaisinkytkennän avulla tapahtuva prosessimallin estimointi ja PI-säätimen viritys Ziegler-Nicholsin virityskaavojen mukaan on hyvä vaihtoehto nopeussäädön automaattisen virituksen toteuttamiseksi. Reletakaisinkyt-

kennän lyhyt kesto (100 ms pelkän PI-säätimen virityksessä), identifioinnissa käytettävät pienet herätteet (noin 3 % nimellisvääntömomentista) ja vähäinen laskentatehon tarve mahdollistavat menetelmän käyttöönoton monissa servokäytöissä. Jatkotutkimuksia ajatellen voisi olla hyödyllistä selvittää mahdollisuuksia automaattisesta nopeuden mittauksen laadun tunnistamisesta. Korkeataajuisen mittauskohinan amplitudin määrittäminen voisi sovelluskohtaisen hystereesin myötä lisätä reletakaisinkytkennän tuottamien parametristimaattien tarkkuutta. Tason määrittäminen voisi tapahtua myös käytetyn enkooderin tunnettujen ominaisuuksien perusteella. Käyttäjän kannalta olisi myös hyödyllistä, jos nopeuden mittauksessa käytetyn alipäästösuodatuksen aikavakio voitaisiin asettaa automaattisesti tunnistetun mittauskohinan perusteella.

Tässä työssä käytetty reletakaisinkytkentä estimoii suljetun säätösilmukan kriittisen jaksonajan, joka sisältää myös nopeuden suodatukselta aiheutuvan dynamiikan. Nopeuden mittauksen suodatus ei kuitenkaan vaikuta kiihtyvyysohjeen myötäkytkennän toimintaan, joten kiihtyvyyden kompensoinnin automaattisessa virityksessä pitäisi käyttää muokattua kriittistä jaksonaikaa. Jatkotutkimuksissa voisi myös kehittää kokonaishitausmomentin estimoinnissa käytettyä menetelmää siten, että kriittisen jaksonajan laskennassa otettaisiin huomioon nopeuden alipäästösuodatuksessa käytetty aikavakio.

8 Lähteet

Anon 2007: "MR-J3-A Servo Amplifier Instruction Manual", käyttöohje, Mitsubishi Electric

Anon 2008a: "ACSM1 Motion Control Program Firmware Manual, revision C (EN)", ohjelmointiopas, ABB Library, ABB/Drives

Anon 2008b: "Encoders for Servo Drives, January 2008", tuote-esite, koodi 208 922-29, Heidenhain

Anon 2009: "Varispeed L7", käyttöohje, koodi TOEPC71067605-03-OY, Omron Industrial Automation

Depenbrock, M (1988): "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, nro. 4, s. 420-429

Glad, T. ja Ljung, L. (2000): Control Theory, Multivariable and Nonlinear methods, Taylor & Francis, ISBN 0-7484-0878-9, Lontoo, Englanti

Hang, C., Åström, K., Ho, W. (1991): "Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula", Control Theory and Applications, IE Proceedings D, vol. 138, nro. 2, s. 111-118

Hang, C., Lee, T. ja Ho, W. (1993): "Adaptive Control", ISA, ISBN 1-55617-477-2, USA

Harnefors, L. (2003): Control of Variable-Speed Drives, Applied Signal Processing and Control, Department of Electronics, Mälardalen University, Västerås, Ruotsi

Huikuri, M. (2006): "Simulation of direct torque controlled drive with torque reference filtering". SPEEDAM 2006: IEEE, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Taormina, Italia, 23-26.3.2006

Hägglund, T. ja Åström, K. (1985): "Method and an apparatus in tuning a PID-regulator", U.S patent, nro. 4549123, 22.10.1985

Kivimäki, O (2006): "Takometrin nopeusmittausvirheiden kompensointi", Diplomityö, Teknillinen korkeakoulu, Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto, Espoo

Kweon, T. ja Hyun, D. (1998): "High performance speed control of electric machine using Kalman filter and self-tuning regulator", Conference record of the 1998 IEEE Power

Electronics Specialists Annual Meeting, vol. 1, s. 280-286, Fukuoka, Japani, 17-22.5.1998

Kyyrä, J. (2008): ”Suuntaajatekniikka”, Luentomoniste, Teknillinen korkeakoulu, Sähkötekniikan laitos, Espoo

Lewis, P ja Yang, C. (2001): ”Basic Control Systems Engineering”, Prentice Hall, ISBN 0-13-597436-4, New Jersey, USA

Luo, R., Chen, D. ja Qin, J. (2000): ”System and method for closed loop autotuning of PID controllers”, US Patent 6081751, 27.6.2000

Luomi, J. (2002): ”Control of Electric Drives”, Addenda, Helsinki University of Technology, Power Electronics Laboratory, Espoo

Luomi, J. (2008): ”Sähkökäyttöjen suunnittelu”, Luentomoniste, Teknillinen korkeakoulu, Sähkötekniikan laitos, Espoo

Menani, M. ja Koivo, H. (1996): ”Automatic tuning of multivariable controllers with adaptive relay”, IEEE Proceedings of the 35th Conference on Decisions and Control, Kobe, Japani

Niiranen, J. (1999) : ”Sähkömootorikäytön digitaalinen ohjaus”, Otatieto, Helsinki

Ohm, D. (1994): ”Analysis of PID and PDF compensators for motion control systems”, Conference record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 3. p.1923-1929

Puranen, J. (2006): ”Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor in Motion Control Applications: A Comparative Study”, Väitöskirja, Lappeenrannan Teknillinen Yliopisto, Sähkötekniikan osasto, Lappeenranta

Pyrhönen J. (2008): ”Pyörivän sähkökoneen suunnitleminen”, Opintomoniste, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Teknillinen tiedekunta, Lappeenranta

Saarakkala, S. (2008): ”Lineaarisen hammashihnaservokäytön tilasäätö”, Diplomityö, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Teknillinen tiedekunta, Lappeenranta

Salo, M. (2009): keskustelu ABB Drives:n patenttiasioista vastaavan henkilön kanssa, 22.6.2009

Sarén, H. (2001): ”DTC-ohjatun tahtikonekäytön pyörimisnopeussäädön analyysi integroidun simulointimallin avulla”, Diplomityö, Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, Sähkötekniikan osasto, Lappeenranta

Takahashi, I ja Noguchi, T. (1986): ”A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, s. 820-827.

Tiitinen, P., Pohjalainen P. ja Lalu, J. (1995): ”The next generation motor control method: direct torque control (DTC)”, EPE Journal, vol. 5, nro. 1, s. 759-768

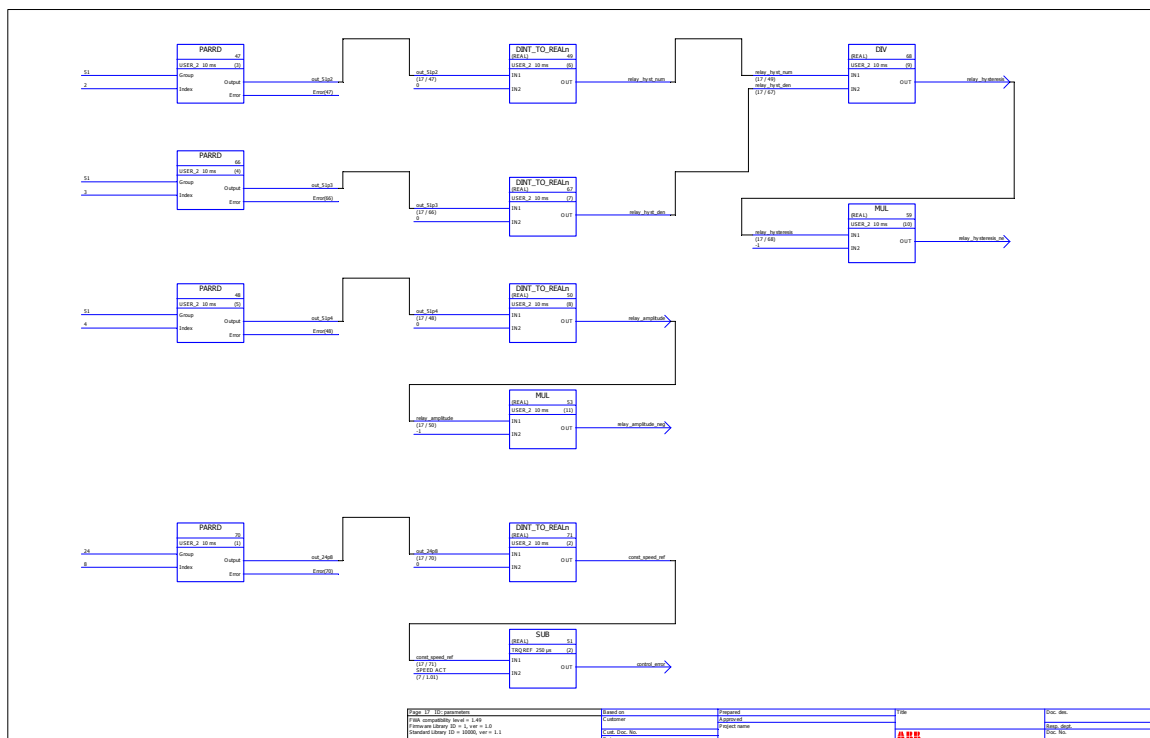
Åström, K. ja Hägglund, T. (1984): ”Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins”, Automatica 20: vol. 5, s. 645-651

Åström, K. ja Hägglund, T. (2006): ”Advanced PID Control”, ISA, USA, ISBN 1-55617-942-1

Åström, K. ja Wittenmark, B. (1989): ”Adaptive control”, Addison Wesley, USA, ISBN 0-201-09720-6

LIITE A: Mittauksissa käytetty sovellusohjelma

Mittaukset on suoritettu taajuusmuuttajan ohjelmistoon ladatun sovellusohjelman avulla. Sovellusohjelma suorittaa taulukossa 5.1 kuvatus identifiointiajon vaiheet 0 ja 2. Identifiointiajon passiivinen vaihe, ts. vaihe 0, on päällä aina laitteen toimiessa nopeussäädettynä, ja toimintamoodin vaihto nopeussäädöltä vääntömomenttisäädölle käynnistää varsinaisen reletakaisinkytkennän. Kuvassa A1 on esitetty sovellusohjelman osa, joka sitoo identifiointiajon asetukset osaksi taajuusmuuttajan muutettavia parametreja ja näin ollen mahdollistaa reletakaisinkytkennän konfiguroimisen taajuusmuuttajan oman käyttöliittymän avulla.



Kuva A1 Sovellusohjelman ja taajuusmuuttajan parametrien välinen rajapinta

Kuvassa A2 on esitetty toimintapisteessä tarvittavan vääntömomentin lukitseminen ja releen toteutus. Identifiointiajon käynnistys liipaistaan digitaalitulon 2 nousevalta reunalta.

